

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-236690

(43)Date of publication of application : 29.08.2000

(51)Int.Cl.

H02P 6/18

(21)Application number : 11-038385

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 17.02.1999

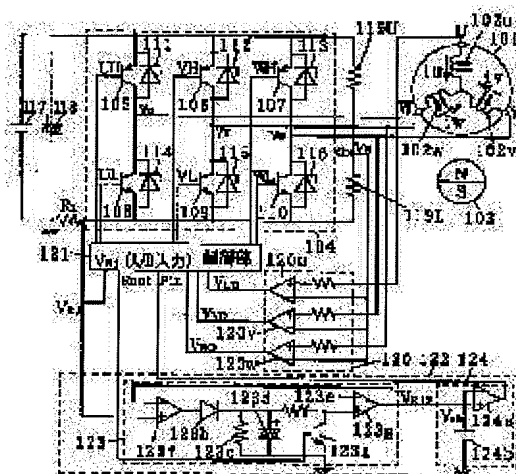
(72)Inventor : SHUKURI YOICHI
NAGASE NORIYOSHI

(54) DRIVE-CONTROL DEVICE OF BRUSHLESS MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To match with proper commutation timing by correcting the timing for changing a phase, that is generated by a compulsory synchronization timing generation means according to the detection value of an entire or a phase current detection means.

SOLUTION: In a phase difference detection circuit 122, a voltage VR1 across an full current detection resistor R1 is inputted, a peak voltage VR1P of the full current detection resistor VR1 is compared with a fixed threshold voltage Vsh, and a phase difference detection signal Pin is outputted to a control part 121, when the peak voltage VR1P exceeds the threshold voltage Vsh. A peak hold circuit 123 holds the peak value of the entire current detection resistor R1, and a reset switch 123a releases the peak voltage VR1P of the full current detection resistor R1 that is held by the peak hold circuit 123 due to a reset signal ROUT, being outputted from the control part 121, thus matching with proper commutation timing.



* NOTICES *

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1]A drive controlling device of a brushless motor which driving current which switches to a stator winding by which three phase connection was carried out to fixed timing energizes, and is driven characterized by comprising the following.

- (1) A forced synchronization timing generating means which generates timing for performing a phase change of driving current of said brushless motor.
- (2) A driving current means for switching which performs a phase change of driving current to timing which said forced synchronization timing generating means generates.
- (3) A phase current detection means to detect an absolute value of a rate of a temporal change of all the current detecting means which detect an absolute value of a rate of a temporal change of a total current value energized to said all stator winding, or a total current value, a phase current value energized to said at least one stator winding, or a phase current value.
- (4) A phase contrast compensation means which amends timing for performing a phase change which said forced synchronization timing generating means generates with a detection value of said all the current detecting means or said phase current detection means.

[Claim 2]A drive controlling device of a brushless motor which driving current which switches to a stator winding by which three phase connection was carried out to fixed timing energizes, and is driven characterized by comprising the following.

- (1) A zero crossing point detection means to detect a zero crossing point which is a point which intersects reference voltage with constant induced voltage induced by said stator winding.
- (2) A return synchronous timing generating means which generates timing for timing of generating of a zero crossing point detected by said zero crossing point detection means to perform a phase change of driving current.
- (3) A driving current means for switching which performs a phase change of driving current to timing which said forced synchronization timing generating means generates.
- (4) All the current detecting means which detect an absolute value of a rate of a temporal change of a total current value energized to said all stator winding, or a total current value, Or a phase current detection means to detect an absolute value of a rate of a temporal change of a phase current value energized to said at least one stator winding, or a phase current value, (5) A phase contrast compensation means which amends timing for performing a phase change which said forced synchronization timing generating means generates with a detection value of said all the current detecting means or said phase current detection means.

[Claim 3]Said phase contrast compensation means, By becoming beyond a threshold with a constant peak value of a round term of a phase change of all the current which said all the current detecting means detect. A drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2 detecting generating of a phase shift of timing of a phase change which said forced synchronization timing generating means or said return synchronous timing generating means generates.

[Claim 4]Detect said all the current detecting means, and a total current value just before said

driving current means for switching performs a phase change of driving current said phase contrast compensation means, It detects that a phase of timing of a phase change which said forced synchronization timing generating means or said return synchronous timing generating means generates by becoming less than threshold B1 with a total constant current value which said all the current detecting means detect is progressing, By becoming more than threshold B-2 with a total constant current value which said all the current detecting means detect. A drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2 detecting that a phase of timing of a phase change which said forced synchronization timing generating means or said return synchronous timing generating means generates is behind.

[Claim 5]In a fixed period before performing the next phase change after said driving current means for switching performs a phase change of driving current, said all the current detecting means detect an absolute value of a rate of a temporal change of a total current value, Said phase contrast compensation means, By becoming more than threshold C1 with a constant absolute value of a rate of a temporal change of a total current value which said all the current detecting means detect. A drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2 detecting a phase shift of timing of a phase change which said forced synchronization timing generating means or said return synchronous timing generating means generates.

[Claim 6]Detect said all the current detecting means, and an average current value of a total current value or a current effective value, and an alternating current component value of a total current value said phase contrast compensation means, A ratio of an alternating current component value which said all the current detecting means detect, and an average current value, Or by becoming more than threshold D1 with a constant ratio of an alternating current component value and a current effective value. A drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2 detecting a phase shift of timing of a phase change which said forced synchronization timing generating means or said return synchronous timing generating means generates.

[Claim 7]In a certain fixed period of the periods which are not energizing driving current of said at least one stator winding, said phase current detection means detects an absolute value of a rate of a temporal change of a phase current value, Said phase contrast compensation means, By becoming more than threshold E1 with a constant absolute value of a rate of a temporal change of a phase current value which said phase current detection means detects. A drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2 detecting a phase shift of timing of a phase change which said forced synchronization timing generating means or said return synchronous timing generating means generates.

[Translation done.]

* NOTICES *

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]A forced synchronization signal is generated in this invention.

Therefore, a drive controlling device of the brushless motor which performs the phase change of the driving current sent through a stator winding, and controls rotation of a brushless motor, And it is related with the drive controlling device of the brushless motor which performs the phase change of the driving current which detects the magnetic pole position of a rotor by detecting the zero crossing point of the induced voltage induced by the stator winding, and is sent through a stator winding synchronizing with rotation of a rotor, and controls rotation of a brushless motor.

[0002]

[Description of the Prior Art]As a drive controlling device of the conventional brushless motor, The inverter which energizes the current to the Sanso Electric child winding of a brush loess direct-current motor to JP,5-219784,A (it is hereafter called an allegedly infringing product gazette.), and is intercepted to it, A starting command means and the synchronizing signal generating means which outputs a synchronized signal by the starting command of the above-mentioned starting command means, The position detecting means which detects the relative position of a magnet rotor and the above-mentioned armature winding based on the induced voltage induced by the above-mentioned armature winding, The mode discrimination means which distinguishes whether the mode of the output signal of the above-mentioned position detecting means has a predetermined relation to the mode of a synchronized signal, While generating the driving signal of the above-mentioned inverter based on the synchronized signal which the above-mentioned synchronizing signal generating means outputted, The decision result of the above-mentioned mode discrimination means is received, The mode of the output signal of the above-mentioned position detecting means receives the mode of a synchronized signal. After the state of having a predetermined relation continues during the predetermined period, the drive of the brush loess direct-current motor provided with the driving signal creating means which generates the driving signal of the above-mentioned inverter based on the output signal of the above-mentioned position detecting means is indicated.

[0003]Below, the drive controlling device of the conventional brushless motor of an indication in an allegedly infringing product gazette is explained.

[0004]Drawing 35 is a figure showing the state of changing from forced synchronization operation in the drive controlling device of the conventional brushless motor of an indication in an allegedly infringing product gazette to regular sensor loess operation.

[0005]In drawing 35, the timing signal of the commutation drawn from the position detection signal by the voltage on which 301 is induced by the stator winding, the forced synchronization signal with which 302 is compulsorily outputted at the time of starting, and 303 are the phase contrast of said position detection signal and a forced synchronization signal.

[0006]Since the drive controlling device of the above-mentioned conventional brushless motor abbreviated-coincides the phase of the forced synchronization signal at the time of starting, and

the position detection signal of the zero crossing point of the voltage induced by the stator winding detected by a rolling state, it is changed from forced synchronization operation to regular sensor loess operation. The sensor loess drive stable from starting is realizable by abolishing the phase contrast of the timing signal of the commutation drawn from the position detection signal by the zero crossing point of the voltage induced by said stator winding, and a motive forced synchronization signal, and changing from motive forced synchronization operation to regular sensor loess operation.

[0007]As a drive controlling device of the brushless motor which detects whether the timing of commutation to the number-of-rotations change by load increase is proper, In JP,63-161892,A (it is hereafter called a RO item gazette.). In the brush loess direct-current motor of the method which acquires a position detection signal from motor terminal voltages using a filter and a comparator, The current detection element provided between the inverter part and direct-current **** part which consist of two or more solid state switches which control the energization to the motor concerned, A means for said current detection element to detect a direct current which is an input current of said inverter, and to hold the maximum of the voltage with arbitrary damping time constants, It has a position detection signal compensation means which creates phase quantity according to said maximum, and the brush loess direct-current motor characterized by making it change the this position detection signal compensation means's phase of said position detection signal amendment-phase quantity according to said maximum is indicated.

[0008]Below, in a Prior art, the drive controlling device of the conventional brushless motor of an indication in a RO item gazette is explained.

[0009]Drawing 36 is a figure showing the motor current waveform in the drive controlling device of the conventional brushless motor of an indication in a RO item gazette.

[0010]In drawing 36, 304 expresses motor current when rotating under a certain load torque, and 305 is a waveform of the peak current which has a certain damping time constant and is changed, in order to hold the maximum at that time.

[0011]In the drive controlling device of the conventional brushless motor of an indication in the above-mentioned RO item gazette, according to a peak current value, a phase shifting amount can be amended, the phase change of the position detection signal by load change increase can be prevented, and proper commutation timing can be obtained.

[0012]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]However, in the drive controlling device of the above-mentioned conventional brushless motor, it had the following problems.

[0013](1) Since the voltage induced by the stator winding is small in the state of a low speed rotary, a position detection signal is not detected. Therefore, the timing signal of commutation is not detected and it cannot be detected whether the timing of the commutation of the current energized to a stator winding is proper in the case of the operation switched to sensor loess operation from forced synchronization operation of the above-mentioned starting.

[0014](2) What peak current depends on load to number-of-rotations change, the thing to depend on the timing of commutation, or since it does not understand, peak current will amend a phase shifting amount uniquely, and it may be widely different from the timing of still more proper commutation.

[0015]Also in a low speed rotary with small voltage which this invention solves the above-mentioned conventional technical problem, and is induced by the stator winding, It can double with the timing of proper commutation and aims at providing the drive controlling device of the brushless motor which is not widely different from the timing of commutation with proper timing of commutation.

[0016]

[Means for Solving the Problem]In order to solve an aforementioned problem a drive controlling device of a brushless motor of this invention, It is a drive controlling device of a brushless motor which driving current which switches to a stator winding by which three phase connection was carried out to fixed timing energizes, and is driven, (1) A forced synchronization timing generating means which generates timing for performing a phase change of driving current of a brushless

motor, (2) A driving current means for switching which performs a phase change of driving current to timing which a forced synchronization timing generating means generates, (3) All the current detecting means which detect an absolute value of a rate of a temporal change of a total current value energized to all stator winding, or a total current value, Or a phase current detection means to detect an absolute value of a rate of a temporal change of a phase current value energized to at least one stator winding, or a phase current value, (4) Comprise composition provided with a phase contrast compensation means which amends timing for performing a phase change which a forced synchronization timing generating means generates with a detection value of all the current detecting means or a phase current detection means.

[0017]A drive controlling device of a brushless motor of this invention, It is a drive controlling device of a brushless motor which driving current which switches to a stator winding by which three phase connection was carried out to fixed timing energizes, and is driven, (1) A zero crossing point detection means to detect a zero crossing point which is a point which intersects reference voltage with constant induced voltage induced by stator winding, (2) A return synchronous timing generating means which generates timing for timing of generating of a zero crossing point detected by a zero crossing point detection means to perform a phase change of driving current, (3) A driving current means for switching which performs a phase change of driving current to timing which a forced synchronization timing generating means generates, (4) All the current detecting means which detect an absolute value of a rate of a temporal change of a total current value energized to all stator winding, or a total current value, Or a phase current detection means to detect an absolute value of a rate of a temporal change of a phase current value energized to at least one stator winding, or a phase current value, (5) Comprise composition provided with a phase contrast compensation means which amends timing for performing a phase change which a forced synchronization timing generating means generates with a detection value of all the current detecting means or a phase current detection means.

[0018]By this composition, it can double with timing of proper commutation also in a low speed rotary with small voltage induced by stator winding, and a drive controlling device of a brushless motor which is not widely different from timing of commutation with proper timing of commutation can be provided.

[0019]

[Embodiment of the Invention]The drive controlling device of the brushless motor of this invention according to claim 1, It is a drive controlling device of the brushless motor which the driving current which switches to the stator winding by which three phase connection was carried out to fixed timing energizes, and is driven, (1) The forced synchronization timing generating means which generates the timing for performing the phase change of the driving current of a brushless motor, (2) The driving current means for switching which performs the phase change of driving current to the timing which a forced synchronization timing generating means generates, (3) All the current detecting means which detect the absolute value of the rate of a temporal change of the total current value energized to all the stator winding, or a total current value, Or a phase current detection means to detect the absolute value of the rate of a temporal change of the phase current value energized to at least one stator winding, or a phase current value, (4) It has composition provided with the phase contrast compensation means which amends the timing for performing the phase change which a forced synchronization timing generating means generates with the detection value of all the current detecting means or a phase current detection means, and the following operations are obtained by this composition.

[0020](1) Since a phase contrast compensation means detects the total current value and phase current value which flow into the stator winding of a brushless motor by all the current detecting means or a phase current detection means and judges whether the timing of commutation is proper with the value, Even if a position detection signal is undetectable, it is detectable whether the timing of commutation is proper.

[0021](2) What peak current depends on load also to number-of-rotations change in order to feed back the total current value and phase current value of a motor, or since the timing of commutation is not proper, it can distinguish, and it can double with the timing of proper commutation by a phase contrast compensation means.

[0022](3) Since current is fed back, a motor can be started within the limits of the capacity of the electrical part which constitutes a driving current means for switching.

[0023](4) Since current is fed back, also when the load which takes for a brushless motor at the time of starting changes, it can respond.

[0024](5) Since current is fed back, also when changing driver voltage, it can respond.

[0025]The drive controlling device of the brushless motor of this invention according to claim 2, It is a drive controlling device of the brushless motor which the driving current which switches to the stator winding by which three phase connection was carried out to fixed timing energizes, and is driven, (1) A zero crossing point detection means to detect the zero crossing point which is a point which intersects reference voltage with constant induced voltage induced by the stator winding, (2) The return synchronous timing generating means which generates timing for the timing of generating of the zero crossing point detected by a zero crossing point detection means to perform the phase change of driving current, (3) The driving current means for switching which performs the phase change of driving current to the timing which a forced synchronization timing generating means generates, (4) All the current detecting means which detect the absolute value of the rate of a temporal change of the total current value energized to all the stator winding, or a total current value, Or a phase current detection means to detect the absolute value of the rate of a temporal change of the phase current value energized to at least one stator winding, or a phase current value, (5) It has composition provided with the phase contrast compensation means which amends the timing for performing the phase change which a forced synchronization timing generating means generates with the detection value of all the current detecting means or a phase current detection means, and the following operations are obtained by this composition.

[0026](1) In order to feed back the total current value and phase current value of a motor, number-of-rotations change is also received, Since the timing of what peak current depends on load, or the commutation which a return synchronous timing generating means generates is not proper, it can distinguish, and it can double with the timing of proper commutation by a phase contrast compensation means.

[0027](2) Since current is fed back, a motor can be driven within the limits of the capacity of the electrical part which constitutes a driving current means for switching.

[0028](3) When changing the capability (electric power applied to a motor) of a motor, even if it changes driver voltage etc. rapidly, it can respond.

[0029]The invention according to claim 3 is a drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2, and a phase contrast compensation means, By becoming beyond a threshold with a constant peak value of a round term of a phase change of all the current which all the current detecting means detect. It considers detecting generating of the phase shift of the timing of the phase change which a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means generates as the composition by which it is characterized, and the following operations are obtained by this composition.

[0030](1) It can judge exactly that the phase does not suit.

[0031](2) Since it is not necessary to generate the timing which detects current, it becomes possible to consider a phase contrast compensation means as easy composition.

[0032](3) In order for a total current value to perform phase difference detection, it is uninfluential even if there is dispersion, such as resistance of the stator winding of a brushless motor and inductance.

[0033]The invention according to claim 4 is a drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2, and all the current detecting means, Detect a total current value just before a driving current means for switching performs the phase change of driving current, and a phase contrast compensation means, It detects that the phase of the timing of the phase change which a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means generates by becoming less than threshold B1 with a total constant current value which all the current detecting means detect is progressing, Consider detecting that the phase of the timing of the phase change which a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means generates by becoming more than threshold B-

2 with a total constant current value which all the current detecting means detect is behind as the composition by which it is characterized, and by this composition. The following operations are obtained.

[0034](1) It can judge exactly that the phase does not suit.

[0035](2) In order to detect phase lead delay only with a current value, it becomes possible to consider a phase contrast compensation means as easy composition.

[0036](3) In order to detect phase lead delay only with a current value, a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means becomes possible [judging whether or the processing which you makes it delayed which should carry out processing which advances the phase of the timing which performs a phase change next should be carried out].

[0037]The invention according to claim 5 is a drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2, and all the current detecting means, After a driving current means for switching performs the phase change of driving current, in a fixed period before performing the next phase change, detect the absolute value of the rate of a temporal change of a total current value, and a phase contrast compensation means, It considers detecting the phase shift of the timing of the phase change which a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means generates by becoming more than threshold C1 with a constant absolute value of the rate of a temporal change of the total current value which all the current detecting means detect as the composition by which it is characterized, The following operations are obtained by this composition.

[0038](1) It can judge exactly that the phase does not suit.

[0039](2) In order to detect phase lead delay only with a current value, it becomes possible to consider a phase contrast compensation means as easy composition.

[0040]The invention according to claim 6 is a drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2, and all the current detecting means, Detect the average current value of a total current value or a current effective value, and the alternating current component value of a total current value, and a phase contrast compensation means, The ratio of the alternating current component value which all the current detecting means detect, and an average current value, Or consider detecting the phase shift of the timing of the phase change which a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means generates by becoming more than threshold D1 with a constant ratio of an alternating current component value and a current effective value as the composition by which it is characterized, and by this composition. The following operations are obtained.

[0041](1) Load can be presumed at an average current value or an effective value of current, and number of rotations, and, moreover, the proper degree of the timing of commutation can be known from a ratio.

[0042](2) In order to detect phase lead delay only with a current value, it becomes possible to consider a phase contrast compensation means as easy composition.

[0043]The invention according to claim 7 is a drive controlling device of the brushless motor according to claim 1 or 2, and a phase current detection means, In a certain fixed period of the periods which are not energizing the driving current of said at least one stator winding, detect the absolute value of the rate of a temporal change of a phase current value, and a phase contrast compensation means, It considers detecting the phase shift of the timing of the phase change which a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means generates by becoming more than threshold E1 with a constant absolute value of the rate of a temporal change of the phase current value which a phase current detection means detects as the composition by which it is characterized, The following operations are obtained by this composition.

[0044](1) The proper degree of the timing of commutation can be known most notably.

[0045](2) In order to detect phase lead delay only with a current value, it becomes possible to consider a phase contrast compensation means as easy composition.

[0046]The 1 embodiment of this invention is described below, referring to drawings.

[0047](Embodiment 1) Drawing 1 is a block diagram showing the equipment configuration of the

drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 1.

[0048]101 in drawing 1 The stator of a brushless motor, 102u, 102v, The stator winding which 102w makes generate a driving magnetic field within the stator 101 and by which three phase connection was carried out, The permanent magnet rotor which rotates 103 by the magnetic field which the stator windings 102u, 102v, and 102w generate, 104 Each terminals U and V of the stator windings 102u, 102v, and 102w. The drive circuit which generates the driving current which it is connected to W and sent through each stator winding, Driving current i_u which passes 105-110 to the stator windings 102u, 102v, and 102w, The commutator elements which perform the change of i_v and i_w , the freewheeling diode with which 111-116 release the surge voltage generated by switching of the commutator elements 105-110, The bypass capacitors and R_1 which remove the driving source which supplies voltage for 117 to drive the stator 101, and the noise which superimposes 118 on the voltage of the driving source 117 are all the current value detection resistance.

[0049]As for the commutator elements 105-107, an NPN type transistor is used, and, as for the commutator elements 108-110, an PNP type transistor is used. The 1 terminal O of the stator windings 102u, 102v, and 102w is connected in common, As for the other terminals U, V, and W, the terminal U is connected to the common node (collector side of both elements) of the commutator elements 105 and 108, respectively, The terminal V is connected to the common node (collector side of both elements) of the commutator elements 106 and 109, and the terminal W is connected to the common node (collector side of both elements) of the commutator elements 107 and 110. It is connected to the two poles of the driving source 117, and, as for the negative-electrode side of the driving source 117, the bypass capacitor 118 is grounded. The emitter side of the commutator elements 105-107 is connected to the anode side of the driving source 117, and the collector side of the commutator elements 108-110 is grounded via all the current value detection resistance R_1 .

[0050]The potential of the neutral point of the voltage which generates 119U and 119L for the terminal of the stator windings 102u, 102v, and 102w. (it is hereafter called neutral potential V_N .) — it generates — it and, [neutral-potential-generation-] Terminal voltage V_U which generates 120 for the terminal U, V, and W of the stator windings 102u, 102v, and 102w, By comparing V_U , and V_W and neutral potential V_N , zero crossing point detecting-signal V_{U0} , V_{V0} , the zero crossing point primary detecting element which generates and outputs V_{W0} , 120u, 120v, and 120w, respectively Terminal voltage V_U , V_V , The comparator which V_W and neutral potential V_N are inputted and outputs zero crossing point detecting-signal V_{U0} , V_{V0} , and V_{W0} , and 121 are control sections which control the number of rotations of the permanent magnet rotor 103 by controlling the drive circuit 104.

[0051]In node O_N , the end of each other is connected in the neutral potential generation resistance 119U and the neutral potential generation resistance 119L, The other end of the neutral potential generation resistance 119U is connected to the anode of the bypass capacitor 118, and the other end of the neutral potential generation resistance 119L is grounded via all the current value detection resistance R_1 . Resistance is adjusted so that the neutral potential generation resistance 119U and the neutral potential generation resistance 119L may generate neutral potential V_N in node O_N which each connects. The plus input side of the comparators 120u, 120v, and 120w is connected to the terminal U, V, and W, respectively, and each negative input side is connected to node O_N . The comparators 120u, 120v, and 120w, Terminal voltage V_U of each phase, V_V , and V_W and neutral potential V_N which were inputted are compared, When terminal voltage V_U , V_V , and V_W are larger than neutral potential V_N , respectively Zero crossing point detecting-signal V_{U0} , V_{V0} and V_{W0} are outputted as a HIGH state, and when terminal voltage V_U , V_V , and V_W are smaller than neutral potential V_N , zero crossing point detecting-

signal V_{U0} , V_{V0} , and V_{W0} are outputted as a LOW state, respectively. It is connected to the base of the commutator elements 105-110, and the control section 121 generates and outputs the six phase control signal UH for controlling the drive circuit 104, UL, VH, VL, WH, and WL. If the control section 121 becomes beyond the constant value that is connected to the output side of the comparators 120u, 120v, and 120w, and has the number of rotations of the permanent magnet rotor 103 and it will be in the state in which feedback control is possible, It switches to the feedback control which generates and outputs a six phase each control signal based on zero crossing point detecting-signal V_{U0} inputted by the zero crossing point primary detecting element 120, V_{V0} , and V_{W0} .

[0052]122, voltage (total current value detection voltage) V_{R1} of the both ends of all the current value detection resistance R_1 is inputted, When peak voltage V_{R1P} of all the current value detection voltage V_{R1} is compared with fixed threshold voltage V_{sh} and peak voltage V_{R1P} exceeds threshold voltage V_{sh} , it is a phase contrast detecting circuit which outputs phase contrast detection signal P_{in} to the control section 121. 123 is a peak hold circuit which holds the peak value of all the current value detection voltage V_{R1} . 123a is a reset switch element which releases peak voltage V_{R1P} of all the current value detection voltage V_{R1} held in the peak hold circuit 123 by reset-signal R_{out} outputted from the control section 121. As for a diode, and 123c and 123e, a capacitor and 123f and 123g of a resistor and 123 d are [123b] comparators. When peak voltage V_{R1P} and threshold voltage V_{sh} of all the current value detection voltage V_{R1} which were held by the peak hold circuit 123 are compared and peak voltage V_{R1P} exceeds threshold voltage V_{sh} , 124, It is a threshold comparison circuit which outputs phase contrast detection signal P_{in} . It is a voltage source to which 124a supplies a comparator and 124b supplies threshold voltage V_{sh} .

[0053]Drawing 2 is a functional block diagram of the control section of drawing 1.

[0054]121 in drawing 2 A control section, V_{U0} , V_{V0} . As for V_{W0} , a phase contrast detection signal and R_{out} of a zero crossing point detecting signal, UH, UL, VH, VL, WH, and WL are reset signals, and a six phase control signal and P_{in} of these are the same as that of drawing 1.

[0055]201 Zero crossing point detecting-signal V_{U0} of each phase, V_{V0} . If V_{W0} is inputted, will remove the zero crossing point (after-mentioned) of a surge pulse out of each zero crossing point, and only the zero crossing point (after-mentioned) of induced voltage will be extracted, It is a zero crossing point extraction part which outputs zero crossing point detecting-signal V_{U1} of induced voltage, V_{V1} , and V_{W1} to each of each phase. 202 Zero crossing point detecting-signal V_{U1} , V_{V1} . It is a zero crossing point time interval measuring part which detects and outputs a time interval (zero crossing point time interval T_z) after the zero crossing point of induced voltage is detected by V_{W1} by any one of each phases until a zero crossing point is detected by any one of each phases next. 202a is waveform synthesis Boolean part which outputs zero crossing point detecting-signal V_z , when zero crossing point detecting-signal V_{U1} , V_{V1} , and V_{W1} are inputted and the zero crossing point of induced voltage is detected by any one of each phases. When zero crossing point detecting-signal V_z is inputted from waveform synthesis Boolean part 202a, 202b at the time. It is the first-hour measurement timer which outputs the time (namely, zero crossing point time interval T_z) which passed after zero crossing point detecting-signal V_z is finally inputted before it before [the point in time]. When 203 makes a trigger zero crossing point detecting-signal V_z outputted by waveform synthesis Boolean part 202a, the time (phase shift time T_1) which started time measurement and was set

up is measured and it reaches at the time. The second-hour measurement timer which is alike and outputs commutation pulse V_{t1} for feedback control, 204 computes phase shift-hours $3T_Z/2$ phase shift-hours $T_Z/2$, or about 90 degrees about 30 degrees from the value of zero crossing point time interval T_Z inputted by waveform synthesis Boolean part 202a, amend the value if needed, and as phase shift time T_1 . The third-hour measurement timer which outputs commutation pulse V_{t2} for forced synchronization control when the phase shifting amount deciding part set as the second-hour measurement timer 203 and 205 measure forced synchronization cycle T_2 set up from the exterior and it reaches at the time, Two or more forced synchronization period time T_c set as the third-hour measurement timer 205 is memorized, and 206 amends one of them if needed, and as forced synchronization cycle T_2 . The forced synchronization periodic-control part which controls the timing of the commutation pulse output of the third-hour measurement timer 205 by setting it as the third-hour measurement timer 205, 207 by commutation pulse V_{t2} inputted from commutation pulse V_{t1} or the third-hour measurement timer 205 inputted from the second-hour measurement timer 203 Six phase control signal $UH_0, UL_0, VH_0, VL_0, WH_0$. The commutation control section which performs switching control of WL_0 , six phase control signal UH_0 to which 208 is outputted by the commutation control section 207, It is a driving base signal buffer part which UL_0, VH_0, VL_0, WH_0 , and WL_0 are inputted, carries out current amplification, and outputs the six phase control signal UH, UL, VH, VL, WH , and WL . 209 is a switching control part which performs control which switches the input of the commutation control section 207 to commutation pulse V_{t2} or commutation pulse V_{t1} from commutation pulse V_{t2} from commutation pulse V_{t1} .

[0056]Waveform processing flag J for the detected zero crossing point to distinguish the zero crossing point produced by the standup of the surge pulse, the zero crossing point produced by falling of the surge pulse, and the zero crossing point by induced voltage is memorized by the zero crossing point extraction part 201. $J=0$ expresses zero crossing point the state where it does not detect, $J=1$ expresses the state where the standup of the surge pulse was detected, $J=2$ expresses the state where falling of the surge pulse was detected, and $J=3$ expresses the state where the zero crossing point by induced voltage was detected.

[0057]When it is detected that phase contrast detection signal P_{in} is inputted from the threshold comparison circuit 124 210, and peak voltage V_{R1P} exceeded threshold voltage V_{sh} by phase contrast detection signal P_{in} , It is a phase difference decision section which judges whether the phase is progressing, the phase is behind, or there is not any necessity for amendment, and outputs a decision result to the phase shifting amount deciding part 204.

[0058]The phase difference decision section 210 receives the signal of phase contrast detection signal P_{in} , and when phase contrast detection signal P_{in} is in a HIGH state, it carries out the A/D input of all the current value detection voltage V_{R1} . At this time, the value of V_{R1} at the time of a zero crossing point is compared with the value of V_{R1} at the time of commutation, When the value of V_{R1} at the time of a zero crossing point is larger, it judges with the phase progressing, and when the value of V_{R1} at the time of being commutation is larger, it judges with the phase being behind.

[0059]211 is a reset signal generator which outputs reset-signal R_{out} , when phase shift time time is outputted from the phase shifting amount deciding part 204. 212 is a current value detection permission part which permits detection of phase contrast detection signal P_{in} to the phase difference decision section 210.

[0060]When phase shift time is outputted from the phase shifting amount deciding part 204, it is outputted by the reset signal from a reset signal generator, and the current value detection

permission part 212, After it receives this reset signal and the time more than the damping time constant of a peak hold circuit passes, detection of phase contrast detection signal P_{in} is permitted to the phase difference decision section 210.

[0061]When the phase shifting amount deciding part 204 is the judgment that the decision result inputted from the phase difference decision section 210 is behind in a phase, $T_z/2 - \Delta T_z$, or about 90 degrees, phase shift hours are made into $\frac{1}{2}$ about 30 degrees, and it is set as the second-hour measurement timer 203 by making the value of phase shift-hours $3T_z/2 - \Delta T_z$, and *Perilla frutescens* (L.) Britton var. *crispa* (Thunb.) Decne. into phase shift time T^{**1**} . When the decision result inputted from the phase difference decision section 210 is the judgment that the phase is progressing, $T_z/2 + \Delta T_z$, or about 90 degrees, phase shift hours are made into time about 30 degrees, and it is set as the second-hour measurement timer 203 by making the value of phase shift-hours $3T_z/2 + \Delta T_z$, and *Perilla frutescens* (L.) Britton var. *crispa* (Thunb.) Decne. into phase shift time. Here, ΔT_z is a value which is calculated by the size of T_z , and the size of threshold voltage V_{sh} , and is determined.

[0062]When the decision result inputted from the phase difference decision section 210 is the judgment that the phase is behind, the forced synchronization periodic-control part 206 makes forced synchronization cycle $T_2 T_c - \Delta T_c$, and sets it as the third-hour measurement timer 205. When the decision result inputted from the phase difference decision section 210 is the judgment that the phase is progressing, forced synchronization cycle T_2 is made into $T_c + \Delta T_c$, and it is set as the second-hour measurement timer 203. Here, ΔT_c is a value which is calculated by the size of T_c , and the size of threshold voltage V_{sh} , and is determined.

[0063]About the drive controlling device of the brushless motor of this embodiment constituted as mentioned above, the operation is explained below.

[0064]First, the case where forced synchronization control is performed first is explained.

[0065]Drawing 3 is a flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 1, Drawing 4 is a figure showing the temporal change of each pressure value of drawing 1 in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and drawing 2, and a current value, Drawing 5 is a figure showing the temporal change of each pressure value of drawing 1 in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and drawing 2, and a current value, Drawing 6 is a figure showing the temporal change of each pressure value of drawing 1 in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and drawing 2, and a current value.

[0066]In drawing 4 thru/or drawing 6, U_H , U_L , V_H , V_L , W_H , and W_L A six phase control signal, V_t Commutation pulse V_{t1} or commutation pulse V_{t2} , i_u , i_v , and i_w are zero crossing point detecting signals, and total current value detection voltage and V_{U0} of driving current and V_{R1} are [these] the same as that of what was explained in drawing 1 and drawing 2.

[0067] A_U , A_V , and A_W , respectively U phase, V phase, The falling point of the surge pulse of U phase, V phase, and W phase, C_U , C_V , and C_W of the commutating point (standup point of a surge pulse) of W phase, B_U , B_V , and B_W are a zero crossing point of the induced voltage of U phase, V phase, and W phase, respectively. S is a surge voltage pulse and by the change of the commutator elements 105, 106, 107, 108, 109, and 110 The stator winding 102u, When the reverse electromotive voltage induced by 102v and 102w is released through the freewheeling diodes 111, 112, 113, 114, 115, and 116, it is a voltage pulse which appears in terminal voltage V_U , V_V , and V_W .

[0068]As first state, the switching control part 209 assumes that the commutation control

section 207 is set as the state of becoming commutation pulse V_{t2} about the input of the commutation control section 207.

[0069]In this state, forced synchronization period time T_1 assumes that it is set as T_c (S1). First, the forced synchronization periodic-control part 206 sets forced synchronization period time T_1 as the third-hour measurement timer 205 (S2), and starts the third-hour measurement timer 205 (S3). The third-hour measurement timer 205 measures the time t after starting. When it becomes $t \geq T_2$, output commutation pulse V_{t2} to (S4) commutation control section 207 and the forced synchronization periodic-control part 206, and the commutation control section 207. An input of commutation pulse V_{t2} will perform the phase change of the six phase control signal UH, UL, VH, VL, WH, and WL (S5).

[0070]Next, the forced synchronization periodic-control part 206 detects the decision result inputted from the phase difference decision section 210 (S6). When it is the judgment that there is no phase shift, a forced synchronization cycle is left $T_2 = T_c$ (S6a), it returns to Step S2, and the same operation as the above-mentioned step S2 - Step S6 is repeated henceforth.

[0071]In Step S6, when it is the judgment that the phase is progressing when there is a phase shift (S7), it is set as the third-hour measurement timer 205 by making a forced synchronization cycle into $T_2 = T_c + \Delta T_c$ (S8), and returns to Step S2. When it is the judgment that the phase is behind (S7), it is set as the third-hour measurement timer 205 by making a forced synchronization cycle into $T_2 = T_c - \Delta T_c$, and returns to (S9) and Step S2. Henceforth, the same operation as the above-mentioned step S2 - Step S6 is repeated.

[0072]When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by the above operations, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is extended. Since the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is shortened when the phase of the six phase control signal is behind, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0073]Next, the operation which detects a phase shift is explained.

[0074]In drawing 1, both-ends voltage V_{R1} of all the current sensing resistor R_1 is always inputted into the peak hold circuit 123. The peak hold circuit 123 holds the peak value of both-ends voltage V_{R1} of all the current sensing resistor R_1 , and is outputting it to the threshold comparison circuit 124 as peak voltage V_{R1P} . At this time, R_{out} presupposes that it is in a LOW state. The threshold comparison circuit 124 compares peak voltage V_{R1P} and threshold voltage V_{sh} which are inputted. When peak voltage V_{R1P} exceeds threshold voltage V_{sh} , phase contrast detection signal P_{in} is outputted as a HIGH state, and in being other, it outputs phase contrast detection signal P_{in} as a LOW state.

[0075]When the timing of a phase change of a six phase control signal is proper, the current wave form of driving current i_u , i_v , and i_w turns into a waveform like drawing 4 (h) - (j), and the waveform of all the current value detection voltage V_{R1} becomes like drawing 4 (k). When it is behind the timing of the change with a proper phase of a six phase control signal to it, the current wave form of driving current i_u turns into a waveform like drawing 5 (c), and the waveform of all the current value detection voltage V_{R1} becomes like drawing 5 (d). When progressing rather than the timing of the change with a proper phase of a six phase control signal, the current wave form of driving current i_u turns into a waveform like drawing 6 (c), and the waveform of all the current value detection voltage V_{R1} becomes like drawing 6 (d). The waveform of all the current value detection voltage V_{R1} at the time of progressing, when the phase of a six phase control signal is in the waveform shown as the solid line in drawing 5 (d) and

drawing 6 (d) is expressed, The waveform of all the current value detection voltage V_{R1} when the timing of a phase change of the waveform shown by the dotted line of a six phase control signal is proper is expressed.

[0076] Thus, when the phase of a six phase control signal is overdue, and when it progresses, the total current value in front of commutating point A_U , A_V , and A_W becomes large compared with the case where the timing of a phase change of a six phase control signal is proper. Therefore, it becomes detectable [the phase shift by phase contrast detection signal P_{in}] by setting threshold voltage V_{sh} as the larger value than the maximum of peak voltage V_{R1P} when the timing of a phase change of a six phase control signal is proper.

[0077] Drawing 7 is a flow chart showing the phase shift detecting operation of the control section of drawing 1.

[0078] First, the phase difference decision section 210 stands by until the current value detection permission part 212 permits detection of phase contrast detection signal P_{in} (S10).

[0079] When phase shift time is outputted from the phase shifting amount deciding part 204, it is outputted by the reset signal from a reset signal generator, and the current value detection permission part 212, After it receives this reset signal and the time more than the damping time constant of a peak hold circuit passes, detection of phase contrast detection signal P_{in} is permitted to the phase difference decision section 210.

[0080] If detection of phase contrast detection signal P_{in} is permitted (S10), the phase difference decision section 210 will judge whether phase contrast detection signal P_{in} is in a HIGH state (S11). When phase contrast detection signal P_{in} is in a LOW state, the phase difference decision section 210 outputs the decision result that there is no phase shift (S12). When phase contrast detection signal P_{in} is in a HIGH state (S11), it is judged whether the phase is following the phase difference decision section 210 or it is behind (S13).

[0081] At this time, the phase difference decision section 210 receives the signal of phase contrast detection signal P_{in} , and when phase contrast detection signal P_{in} is in a HIGH state, it carries out the A/D input of all the current value detection voltage V_{R1} . The value of V_{R1} at the time of a zero crossing point is compared with the value of V_{R1} at the time of commutation, When the value of V_{R1} at the time of a zero crossing point is larger, it judges with the phase progressing, and when the value of V_{R1} at the time of being commutation is larger, it judges with the phase being behind.

[0082] When the phase is progressing, the phase difference decision section 210 outputs the decision result that the phase is progressing to the phase shifting amount deciding part 204 and the forced synchronization periodic-control part 206 (S14). When the phase is behind, the phase difference decision section 210 outputs the decision result that the phase is behind to the phase shifting amount deciding part 204 and the forced synchronization periodic-control part 206 (S15).

[0083] The reset signal generator 211 Then, the reset switch element 123a, Reset-signal R_{out} is outputted to the phase difference decision section 210 and the current value detection permission part 212 as a HIGH state, and it returns to a fixed time (S16) of after LOW state, and again, it returns to operation of Step S10, and the same operation as the above-mentioned steps S10-S16 is repeated.

[0084] If reset-signal R_{out} will be in a HIGH state, the reset switch element 123a releases the peak voltage currently held, the phase difference decision section 210 will clear a decision result, and the current value detection permission part 212 will change detection of phase contrast detection signal P_{in} into a disapproval state.

[0085] Next, operation of the zero crossing point extraction part 201 of drawing 2 is explained.

[0086] Drawing 8 is a flow chart showing operation of the zero crossing point extraction part 201

of drawing 2.

[0087]The zero crossing point extraction part 201 is memorized by the internal memory corresponding to each of U phase, V phase, and W phase, and waveform processing flag J the value of waveform processing flag J, While driving current i_u , i_v , and i_w are energizing to the stator windings 102u, 102v, and 102w of each phase (for example, time t_0 shown in drawing 4 (I)), it shall be set as 0.

[0088]For example, supposing a zero crossing point is detected by the stator winding 102u in commutating point A_U and zero crossing point detecting-signal V_{U0} is outputted, the zero crossing point extraction part 201 will make the value of waveform processing flag J increase one time, and will be set to $J=1$ (S20). Here, since it is $J \neq 3$ (S21), no zero crossing point extraction parts 201 are carried out, but are ended (S24). Next, supposing a zero crossing point is detected by the stator winding 102u in commutating point B_U and zero crossing point detecting-signal V_{U0} is outputted, the zero crossing point extraction part 201 will make the value of waveform processing flag J increase one time, and will be set to $J=2$ (S20). Here, since it is $J \neq 3$ (S21), no zero crossing point extraction parts 201 are carried out, but are ended (S24). Next, supposing a zero crossing point is detected by the stator winding 102u in commutating point C_U and zero crossing point detecting-signal V_{U0} is outputted, the zero crossing point extraction part 201 will make the value of waveform processing flag J increase one time, and will be set to $J=3$ (S20). Here, since it is $J=3$ (S21), the zero crossing point extraction part 201 outputs zero crossing point detecting-signal V_{U1} (S22), returns the value of waveform processing flag J to 0 (S23), and is completed (S24).

[0089]Same operation is performed also when a zero crossing point is detected by the stator windings 102v and 102w.

[0090]By the above operation, the zero crossing point extraction part 201, Zero crossing point A_U of the standup of the zero crossing point detected by the stator windings 102u, 102v, and 102w to a surge voltage pulse, A_V , A_W , and zero crossing point B_U of falling of a surge voltage pulse, B_V and B_W are removed, only zero crossing point C_U by induced voltage, C_V , and C_W are extracted, and zero crossing point detecting-signal V_{U1} , V_{V1} , and V_{W1} are outputted.

[0091]Next, the operation in the case of performing feedback control is explained.

[0092]Drawing 9 is a flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 1. Here, the case where carry out a phase shift about 30 degrees from the zero crossing point of induced voltage as an example, and the phase change of a six phase control signal is performed is explained. In a hood back control state, it is assumed that the commutation control section 207 is set as the state of becoming commutation pulse V_{t1} about the input of the commutation control section 207.

[0093]First, the zero crossing point interval measuring part 202 stands by until the zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage (S31). The zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage in which phase of U phase, V phase, and W phase, When it is outputted any of zero crossing point detecting-signal V_{U1} , V_{V1} , and V_{W1} they are (S31), waveform synthesis Boolean part 202a outputs zero crossing point detecting-signal V_Z to the first-hour measurement timer 202b and the second-hour measurement timer 203. The first-hour measurement timer 202b will output the present time measurement value T_Z to the phase shifting amount deciding part 204, if zero crossing point detecting-signal V_Z is inputted, and clears a timer value and carries out the new start of the time measurement. If zero crossing point detecting-signal V_Z is inputted, the second-hour measurement timer 203 will clear timer value t_2 , and will carry out the new start of the time measurement (S32).

[0094]Next, the phase shifting amount deciding part 204 detects the decision result inputted

from the phase difference decision section 210, When it is the judgment that there is no phase shift (S33), phase shift time T_1 is set to $T_Z / 2$ (in the case of a phase shift of about 30 degrees), and it is set as the second-hour measurement timer 203 (S37). It is a case where there is a phase shift, as a result of the judgment inputted from the phase difference decision section 210 (S33), When it is the judgment that the phase is progressing (S34), the phase shifting amount deciding part 204 makes phase shift time $T_1 = T_Z / 2 + \Delta T_Z$, and sets it as the second-hour measurement timer 203 (S35), When it is the judgment that the phase is behind (S34), the phase shifting amount deciding part 204 is set as the second-hour measurement timer 203 by making phase shift time into $T_1 = T_Z / 2 - \Delta T_Z$ (S36). It is as having already explained the detecting operation of the phase shift.

[0095]Next, it is ordered the phase shifting amount deciding part 204 so that reset-signal R_{out} may be outputted to the reset signal generator 211, The reset signal generator 211 outputs reset-signal R_{out} to the reset switch element 123a, the phase difference decision section 210, and the current value detection permission part 212.

[0096]Next, the second-hour measurement timer 203 will output commutation pulse V_{t1} to the commutation control section 207, if it stands by until measuring time t_2 reaches phase shift time T_1 set [above-mentioned] up (S39), and measuring time t_2 exceeds phase shift time T_1 (S40). The commutation control section 207 will perform the phase change of the six phase control signal UH, UL, VH, VL, WH, and WL, if commutation pulse V_{t1} is inputted. The following returns to Step S31 and repeats operation of the above-mentioned steps S31-S40.

[0097]When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by such operation, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (phase shift time T_1) to the next phase change is extended, and when the phase of the six phase control signal is behind, the time (phase shift time T_1) to the next phase change is shortened. Thereby, the timing of a phase change of a six phase control signal is amended by more proper timing.

[0098](Embodiment 2) Drawing 10 is a block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 2.

[0099]In drawing 10, a stator, and 102u, 102v and 102w 101 A stator winding, 103 a permanent magnet rotor and 104 a drive circuit, and 105-110 Commutator elements, A freewheeling diode and 117 111-116 A driving source, A bypass capacitor, and 119U and 119L 118 Neutral potential generation resistance, A zero crossing point primary detecting element, and 120u, 120v and 120w 120 A comparator, A control section and R_1 121 All the current value detection resistance, UH, UL, VH, A six phase control signal and V_N VL, WH, and WL Neutral potential, V_U , As for V_V and V_W , driving current, U, V, W, and O are terminals, and a zero crossing point detecting signal, i_U , i_V , and i_W of these are [terminal voltage, V_{U0} , V_{V0} and V_{W0}] the same as that of drawing 1.

[0100]That the value of 220 in front of commutation of both-ends voltage (total current value detection voltage) V_{R1} of all the current sensing resistor R_1 is larger than lower limit voltage V_{B1} (current lower limit B1), and that it is smaller than upper limit voltage V_{B2} (current upper limit B-2). All the current threshold decision circuits which detect whether it is within limits with a constant current value supplied to the drive circuit 104 by detecting, The voltage source to which 221 and 223 supply a comparator and 222 supplies lower limit voltage V_{B1} of both-ends voltage V_{R1} , and 224 are voltage sources which supply upper limit voltage V_{B2} of both-ends voltage V_{R1} .

[0101]All the current value detection voltage V_{R1} is inputted into the plus side input terminal of the comparator 221, lower limit voltage V_{B1} is inputted into a minus side input terminal, and

comparison result D_{I1} is outputted to the control section 121. All the current value detection voltage V_{R1} is inputted into the minus side input terminal of the comparator 223, upper limit voltage V_{B2} is inputted into a plus side input terminal, and comparison result D_{I2} is outputted to the control section 121.

[0102] Drawing 11 is a figure showing the functional block of the control section of drawing 10.

[0103] In drawing 11, 121 a control section and 201 a zero crossing point extraction part and 202 A zero crossing point interval measuring part, 202a waveform synthesis Boolean part and 202b the first-hour measurement timer and 203 The second-hour measurement timer, 204 a phase shifting amount deciding part and 205 the third-hour measurement timer and 206 A forced synchronization periodic-control part, 207 a commutation control section and 208 a driving base signal buffer part and 209 A switching control part, V_{U0} , V_{V0} , V_{W0} , V_{U1} , V_{V1} , V_{W1} , and V_Z A zero crossing point detecting signal, U_H , U_L , V_H , V_L , W_H , W_L , U_{H0} , U_{L0} , A_s for V_{H0} , V_{L0} , W_{H0} , and W_{L0} , a zero crossing point time interval, V_{t1} , and V_{t2} are commutation pulses, and a six phase control signal and T_Z of these are the same as that of drawing 2.

[0104] To the extent that 230 detects the phase lag or the phase lead lag network of switching timing of a six phase control signal based on comparison result D_{I1} and D_{I2} which are inputted A phase reference primary detecting element, When 231 measures the time set up by the phase shifting amount deciding part 204 or the forced synchronization periodic-control part 206 and reaches at the time, it is a timer for phase difference detection which outputs a phase contrast detection timing signal to the phase contrast primary detecting element 230.

[0105] In the drive controlling device of the brushless motor of this embodiment constituted as mentioned above, the drive controlling method is explained hereafter.

[0106] When drive controlling of the brushless motor is carried out in the forced synchronization control state or the feedback control state, the voltage or the current wave form of each part turns into a waveform as shown in drawing 4 - drawing 6.

[0107] Drawing 12 (a) is a figure showing the temporal change of all the current detection voltage V_{R1} in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor, Drawing 12 (b) is a figure showing the temporal change of all the current detection voltage V_{R1} in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor, Drawing 12 (c) is a figure showing the temporal change of all the current detection voltage V_{R1} in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor.

[0108] In drawing 12, the waveform of all the current detection voltage V_{R1} in each state shows one cycle of a before [commutating point A_1 and the next commutating point A_2]. C is a zero crossing point of the induced voltage in which phase of U phase, V phase, and W phase.

[0109] In the state where the phase of a six phase control signal and the phase of rotation of a permanent magnet rotor were in agreement, As shown in drawing 12 (a), value V_D of all the current detection voltage V_{R1} in the point (point in front of commutating point A_2) D that only time T_3 ($1/2 \times (\text{round term}) \times 0.9 < T_3 < 1/2 \times (\text{a round term})$) was overdue from zero crossing point [of induced voltage] C , It becomes a middle value of lower-limit-voltage V_{B1} and upper-limit-voltage V_{B2} .

[0110] Although each of T_3 shown in drawing 12 and T_4 is phase contrast detection timing time delays, T_3 shows the time delay from the zero crossing point at the time of feedback control mode, and T_4 is different at the point which shows the time delay from the commutating point at the time of forced synchronization mode.

[0111] In the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of

rotation of a permanent magnet rotor, as shown in drawing 12 (b), value V_D of all the current detection voltage V_{R1} in the point D in front of commutating point A_2 serves as a larger value than upper-limit-voltage V_{B2} .

[0112]In the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor, as shown in drawing 12 (c), value V_D of all the current detection voltage V_{R1} in the point D in front of commutating point A_2 serves as a value smaller than lower-limit-voltage V_{B1} .

[0113]Therefore, the delay and progress to the phase of rotation of the permanent magnet rotor of the phase of a six phase control signal are detectable by carrying out the threshold decision of the value V_D of all the current detection voltage V_{R1} in the point D by lower-limit-voltage V_{B1} and upper-limit-voltage V_{B2} .

[0114]Drawing 13 is a flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 2, and drawing 14 is a flow chart with which at least that of drawing 11 expresses operation of a phase reference primary detecting element.

[0115]In the forced synchronization control state by which the input of the commutation control section 207 was set as commutation pulse V_{t2} by the switching control part 209, The forced synchronization periodic-control part 206 assumes that forced synchronization cycle T_2 was set as T_c as an initial state, and phase contrast detection timing time delay T_4 is set as αT_2 (S50).

[0116]Here, α is a constant and is set as a suitable value in $0.95 < \alpha < 1$.

[0117]First, the forced synchronization periodic-control part 206 sets forced synchronization cycle T_2 as the third-hour measurement timer 205, and starts time measurement (S51). At least the phase contrast detection timer 231 sets up phase reference detection timing time delay T_4 , and starts time measurement (S52).

[0118]Next, it stands by until the third-hour measurement timer 205 reaches forced synchronization cycle T_2 to which the measuring time t_2 was set (S53). When it becomes $t_2 \geq T_2$, commutation pulse V_{t2} is outputted to the commutation control section 207 and the forced synchronization periodic-control part 206 (S54). When commutation pulse V_{t2} is inputted, the commutation control section 207 Six phase control signal UH_0 . The phase change of UL_0 , VH_0 , VL_0 , WH_0 , and WL_0 is performed, and, thereby, the phase change of driving current i_u , i_v , and i_w is performed (S55).

[0119]If commutation pulse V_{t2} is inputted, the forced synchronization periodic-control part 206 will give the phase contrast primary detecting element 230 the output requirement of a detection result, and will input the detection result of the phase contrast of the phase contrast primary detecting element 230. As a result, when there is no phase shift (S56), forced synchronization cycle T_2 is set as T_c (S60). On the other hand, when there is a phase shift (S56), while the timing of the commutation of a six phase control signal is progressing rather than the proper phase, (S57), It is set as $T_2 = T_c + \Delta T_c$ (S58), and when the timing of the commutation of a six phase control signal is behind the proper phase, it is set as (S57) $T_2 = T_c - \Delta T_c$ (S59).

[0120]Subsequently, the forced synchronization periodic-control part 206 sets phase contrast detection timing time delay T_4 as αT_2 (S61), returns to Step S51, and repeats the same operation as the above-mentioned steps S51-S61.

[0121]Here, the phase contrast primary detecting element 230 performs operation as shown in drawing 14.

[0122]First, if phase reference detection timing time delay T_4 is set up and time measurement

starts at least the phase contrast detection timer 231, The phase contrast detection timer 231 stands by until measuring time t_4 reaches phase contrast detection timing time delay T_4 (S70), and at least the time of becoming $t_4 \geq T_4$ outputs a phase reference detection timing signal to the phase contrast primary detecting element 230 (S71).

[0123] If a phase contrast detection timing signal is inputted, the phase contrast primary detecting element 230, Comparison result D_{11} inputted from the comparator 221 is detected, and when D_{11} is in a HIGH state (S72), the timing of the commutation of a six phase control signal judges with progressing rather than the proper phase (S73). When D_{11} is in a LOW state (S72), the phase contrast primary detecting element 230 detects comparison result D_{12} inputted from the comparator 223, It judges with the timing of the commutation of a six phase control signal being behind a proper phase, when D_{12} is in a HIGH state (S74) (S75), and when D_{11} is in a LOW state (S74), it judges with the timing of the commutation of a six phase control signal being proper (S76).

[0124] Subsequently, if waiting (S77) and an output requirement occur the output requirement of a decision result, the above-mentioned decision result will be outputted as a phase-difference-detection result (S78).

[0125] When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by the above operations, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is extended, and when the phase of the six phase control signal is behind, the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is shortened. Thereby, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0126] Next, the operation in the case of performing feedback control is explained.

[0127] Drawing 15 is a flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 2. Here, the case where carry out a phase shift about 30 degrees from the zero crossing point of induced voltage as an example, and the phase change of a six phase control signal is performed is explained. In a hood back control state, it is assumed that the commutation control section 207 is set as the state of becoming commutation pulse V_{t1} about the input of the commutation control section 207.

[0128] First, the zero crossing point interval measuring part 202 stands by until the zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage (S81). The zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage in which phase of U phase, V phase, and W phase, When it is outputted any of zero crossing point detecting-signal V_{U1} , V_{V1} , and V_{W1} they are (S81), waveform synthesis Boolean part 202a outputs zero crossing point detecting-signal V_Z to the first-hour measurement timer 202b. At this time, the first-hour measurement timer 202b outputs the present time measurement value T_Z to the phase shifting amount deciding part 204, and clears a timer value and carries out the new start of the time measurement (S82).

[0129] Next, the phase shifting amount deciding part 204 requires a phase-difference-detection result of the phase contrast primary detecting element 230, The decision result inputted from the phase contrast primary detecting element 230 is detected, and when it is the judgment that there is no phase shift (S83), phase shift time T_1 is set to $T_Z/2$, and it is set as the second-hour measurement timer 203 (S87). When there is a phase shift as a result of the judgment inputted from the phase contrast primary detecting element 230 (S83), When it is the judgment that the phase is progressing, (S84) and the phase shifting amount deciding part 204 make phase shift time $T_1 = T_Z/2 + \Delta T_Z$, and set it as the second-hour measurement timer 203 (S85), When it is the judgment that the phase is behind, (S84) and the phase shifting amount deciding part 204 are set as the second-hour measurement timer 203 by making phase shift time into $T_1 = T_Z/2 -$

ΔT_Z (S86). About the detecting operation of the phase shift of the phase contrast primary detecting element 230, it is the same as that of the operation which was explained in the case of the forced synchronization control state.

[0130]Next, the phase shifting amount deciding part 204 sets phase contrast detection timing time delay T_3 as βT_1 ($0.9 < \beta < 1$) (S88). After at least the phase contrast detection timer 231 sets up phase reference detection timing time delay T_3 , time measurement of the phase contrast detection timer 231 is started (S89). The phase shifting amount deciding part 204 clears timer value t_2 of the second-hour measurement timer 203, and carries out the new start of the time measurement (S90).

[0131]Next, the second-hour measurement timer 203 will output commutation pulse V_{t1} to the commutation control section 207, if it stands by until measuring time t_2 reaches phase shift time T_1 set [above-mentioned] up (S91), and measuring time t_2 exceeds phase shift time T_1 (S92).

The commutation control section 207 will perform the phase change of the six phase control signal UH, UL, VH, VL, WH, and WL, if commutation pulse V_{t1} is inputted (S93). The following returns to Step S81 and repeats operation of the above-mentioned steps S81-S93.

[0132]When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by such operation, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (phase shift time T_1) to the next phase change is extended, Since the time (phase shift time T_1) to the next phase change is shortened when the phase of the six phase control signal is behind, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0133](Embodiment 3) Drawing 16 is a block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 3.

[0134]In drawing 16, a stator, and 102u, 102v and 102w 101 A stator winding, 103 a permanent magnet rotor and 104 a drive circuit, and 105-110 Commutator elements, A freewheeling diode and 117 111-116 A driving source, A bypass capacitor, and 119U and 119L 118 Neutral potential generation resistance, A zero crossing point primary detecting element, and 120u, 120v and 120w 120 A comparator, A control section and R_1 121 All the current value detection resistance, UH, UL, VH, A six phase control signal and V_N VL, WH, and WL Neutral potential, V_U , As for V_V and V_W , driving current, U, V, W, and O are terminals, and a zero crossing point detecting signal, i_u , i_v , and i_w of these are [terminal voltage, V_{U0} , V_{V0} and V_{W0}] the same as that of drawing 1.

[0135]240 is amplifier and outputs all the current detecting signals A.I. Artificial Intelligence which amplified terminal voltage V_{R1} concerning the both ends of all the current sensing resistor R_1 to the control section 121. 240a is 204b and the differential amplifier and 204c are resistors.

[0136]Drawing 17 is a figure showing the functional block of the control section of drawing 16.

[0137]In drawing 17, 121 a control section and 201 a zero crossing point extraction part and 202 A zero crossing point interval measuring part, 202a waveform synthesis Boolean part and 202b the first-hour measurement timer and 203 The second-hour measurement timer, 204 a phase shifting amount deciding part and 205 the third-hour measurement timer and 206 A forced synchronization periodic-control part, 207 a commutation control section and 208 a driving base signal buffer part and 209 A switching control part, V_{U0} , V_{V0} , V_{W0} , V_{U1} , V_{V1} , V_{W1} , and V_Z A zero crossing point detecting signal, UH, UL, VH, VL, WH, WL, U_{H0} , U_{L0} , As for V_{H0} , V_{L0} , W_{H0} , and W_{L0} , a zero crossing point time interval, V_{t1} , and V_{t2} are commutation pulses, and a six phase control signal and T_Z of these are the same as that of drawing 2.

[0138]The A/D conversion part which 241 changes into the digital value AID all the current detecting signals A.I. Artificial Intelligence inputted from the amplifier 240, and is outputted, The current value storage parts store which consists of a shift register in which 242 memorizes all

the current detecting signals AID outputted from the A/D conversion part 241, The temporal change operation part which outputs the numerals of the time subtraction of all the current detecting signals AID while 243 calculates absolute value A.I. Artificial Intelligence' of the rate of a temporal change of a total current detecting value by calculating the absolute value of the time subtraction of all the current detecting signals AID memorized by the current value storage parts store 242, 244 is a phase reference primary detecting element to the extent that it judges and combines whether the switching timing of a six phase control signal is proper as compared with the threshold C1 in absolute value A.I. Artificial Intelligence' of the rate of a temporal change which the temporal change operation part 243 outputs and detects the numerals of the time subtraction of all the current detecting signals AID. Although the numerals of the time lag of all the current detecting signals AID are detected in the phase contrast primary detecting element 244, this is only one gestalt as a phase lead delay detection judgment part in the phase contrast primary detecting element 244. And the phase lead delay detection judgment part can also adopt other things. 245 is a detection time measurement timer which outputs a detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244 at the same time it starts time measurement, and will output a detection terminate signal to the phase contrast primary detecting element 244 if measuring time reaches the detection time set up from the outside. When 246 measures the detection start time set up by the forced synchronization periodic-control part 206 and reaches at detection start time, it is a detection start time measurement timer which makes time measurement of the detection time measurement timer 245 start.

[0139]If a detection start signal is inputted by the detection time measurement timer 245, the phase contrast primary detecting element 244 will clear a decision result, and will start the judgment by the threshold C1 of absolute value A.I. Artificial Intelligence' of the rate of a temporal change which the temporal change operation part 243 outputs. When absolute value A.I. Artificial Intelligence' of the rate of a temporal change was less than threshold C1 at this time, it judges with the switching timing of a six phase control signal being proper and absolute value A.I. Artificial Intelligence' of the rate of a temporal change exceeds the threshold C1, it judges with the phase shift having occurred. This decision result is outputted as a phase-difference-detection result, when a detection result output demand is carried out by the phase shifting amount deciding part 204 or the forced synchronization periodic-control part 206. When a detection terminate signal is inputted from the detection time measurement timer 245, the above-mentioned threshold decision is suspended.

[0140]The detection time measurement timer 245 starts time measurement by instructions of the detection start time measurement timer 246, when zero crossing point detecting-signal V_Z is inputted from the zero crossing point interval measuring part 202, and it outputs a detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244.

[0141]In the drive controlling device of the brushless motor of this embodiment constituted as mentioned above, the drive controlling method is explained hereafter.

[0142]When drive controlling of the brushless motor is carried out in the forced synchronization control state or the feedback control state, the voltage or the current wave form of each part turns into a waveform as shown in drawing 4 - drawing 6.

[0143]Drawing 18 (a) is a figure showing the temporal change of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor, Drawing 18 (b) is a figure showing the temporal change of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor, Drawing 18 (c) is a figure showing the temporal change of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor.

[0144]In drawing 18, the waveform of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage in each state shows one cycle of a before [commutating

point A_1 and the next commutating point A_2]. C is a zero crossing point of the induced voltage in which phase of U phase, V phase, and W phase.

[0145] In the state where the phase of a six phase control signal and the phase of rotation of a permanent magnet rotor were in agreement, As shown in drawing 18 (a), the value of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage to the point (point in front of commutating point A_2) D in which only time T_5 was from zero crossing point [of induced voltage] C turns into a value smaller than the threshold C1.

[0146] In the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor, As shown in drawing 18 (b), the value of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage to the point D in front of zero crossing point [of induced voltage] C to commutating point A_2 turns into a larger value than the threshold C1. And the numerals of the rate of a temporal change serve as a positive value at this time.

[0147] In the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor, As shown in drawing 18 (c), the value of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage to the point D in front of zero crossing point [of induced voltage] C to commutating point A_2 turns into a larger value than the threshold C1. And the numerals of the rate of a temporal change serve as a negative value at this time.

[0148] Therefore, the delay and progress to the phase of rotation of the permanent magnet rotor of the phase of a six phase control signal are detectable by carrying out the threshold decision of the value of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage from the point C to the point D with the threshold C1.

[0149] Drawing 19 is a flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 3, and drawing 20 is a flow chart showing the operation at the time of the phase difference detection of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 3.

[0150] By the forced synchronization control state by which the input of the commutation control section 207 was set as commutation pulse V_{t2} by the switching control part 209. The forced synchronization periodic-control part 206 assumes that forced synchronization cycle T_2 was set as T_c as an initial state, and phase contrast detection time T_5 is set as $\alpha T_2/2$ (S100).

[0151] Here, α is a constant and is set as a suitable value in $0.9 < \alpha < 1$.

[0152] First, the forced synchronization periodic-control part 206 sets forced synchronization cycle T_2 as the third-hour measurement timer 205, and starts time measurement (S101). At least the detection time measurement timer 245 sets up phase reference detection time T_5 (S102). Time delay $T_2/2$ to a detection start are set as the detection start time measurement timer 246, and time measurement is started (S103).

[0153] It stands by until the detection start time measurement timer 246 amounts to time delay $T_2/2$ to which measuring time t_6 was set (S104), and when set to $t_6 \geq T_2/2$, time measurement of the detection time measurement timer 245 is started (S105). At this time, the detection time measurement timer 245 outputs a detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the threshold decision of the phase contrast primary detecting element 244 is started.

[0154] Next, it stands by until the third-hour measurement timer 205 reaches forced synchronization cycle T_2 to which measuring time t_2 was set (S106). When it becomes $t_2 \geq T_2$, commutation pulse V_{t2} is outputted to the commutation control section 207 and the forced synchronization periodic-control part 206 (S107). When commutation pulse V_{t2} is inputted, the commutation control section 207 Six phase control signal UH_0 . The phase change of UL_0 , VH_0 ,

VL_0 , WH_0 , and WL_0 is performed, and, thereby, the phase change of driving current i_u , i_v , and i_w is performed (S108).

[0155] If commutation pulse V_{t2} is inputted, the forced synchronization periodic-control part 206, When the output requirement of a detection result is given to the phase contrast primary detecting element 244, the detection result of the phase contrast of the phase contrast primary detecting element 244 is inputted and there is no phase shift (S109), forced synchronization cycle T_2 is set as T_c (S113). On the other hand, when there is a phase shift (S109), while the timing of the commutation of a six phase control signal is progressing rather than the proper phase, (S110), It is set as $T_2 = T_c + \Delta T_c$ (S111), and when the timing of the commutation of a six phase control signal is behind the proper phase, it is set as (S110) $T_2 = T_c - \Delta T_c$ (S112).

[0156] Here, whether the timing of the commutation of a six phase control signal is progressing rather than the proper phase or it is behind judge by the positive/negative of the numerals of dV_{R1}/dt . That is, it judges with the timing of the commutation of a six phase control signal being behind a proper phase at the time of $dV_{R1}/dt > 0$, and judges with the timing of the commutation of a six phase control signal progressing rather than the proper phase at the time of $dV_{R1}/dt < 0$.

[0157] Subsequently, the forced synchronization periodic-control part 206 sets phase contrast detection time T_5 as $\alpha T_2 / 2$ (S114), returns to Step S101, and repeats the same operation as the above-mentioned steps S101-S114.

[0158] Here, the phase contrast primary detecting element 244 performs operation as shown in drawing 20.

[0159] First, the detection time measurement timer 245 outputs a detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244 by the input of zero crossing point detecting-signal V_z , or instructions of the detection start time measurement timer 246 (S120), and starts time measurement (S121).

[0160] Next, by calculating the absolute value of the time subtraction of all the current detecting signals AID memorized by the current value storage parts store 242, the temporal change operation part 243 calculates absolute value A.I. Artificial Intelligence' of the rate of a temporal change of a total current detecting value, and outputs it to the phase contrast primary detecting element 244 (S122). It judges with the timing of the commutation of a six phase control signal having carried out the phase shift of the temporal change operation part 243 from proper timing, when absolute value A.I. Artificial Intelligence' of the rate of a temporal change which the temporal change operation part 243 outputs was set to A.I. Artificial Intelligence' $> C1$ as compared with the threshold C1 (S123). At this time, the numerals of the rate of a temporal change are seen collectively, if this is positive, it judges with the timing of the commutation of a six phase control signal being behind a proper phase, and if this is negative, the timing of the commutation of a six phase control signal judges with progressing rather than the proper phase.

[0161] Operation of above-mentioned step S122 and S123 is repeated until measuring time t_5 of the detection time measurement timer 245 turns into more than phase contrast detection time T_5 (S124).

[0162] When it comes to $t_5 \geq T_5$, the detection time measurement timer 245 outputs a detection terminate signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the phase contrast primary detecting element 244 will suspend the detecting operation of a phase shift, if a detection terminate signal is inputted (S125).

[0163] Then, if it stands by until the phase contrast primary detecting element 244 has a demand of a detection result from the phase shifting amount deciding part 204 or the forced synchronization periodic-control part 206 (S126), and there is a demand of a detection result, The detection result of the above-mentioned phase shift is outputted to the phase shifting amount deciding part 204 or the forced synchronization periodic-control part 206 (S127).

[0164] When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by the above operations, When the phase of the six phase control signal is progressing,

the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is extended, Since the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is shortened when the phase of the six phase control signal is behind, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0165]Next, the operation in the case of performing feedback control is explained.

[0166]Drawing 21 is a flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 3. Here, the case where carry out a phase shift about 30 degrees from the zero crossing point of induced voltage as an example, and the phase change of a six phase control signal is performed is explained. In a hood back control state, it is assumed that the commutation control section 207 is set as the state of becoming commutation pulse V_{t1} about the input of the commutation control section 207.

[0167]First, immediately after performing the phase change of a six phase control signal, the phase shifting amount deciding part 204 requires a phase-difference-detection result of the phase contrast primary detecting element 244, and obtains the phase-difference-detection result inputted from the phase contrast primary detecting element 244 (S130). The detecting operation of the phase shift of the phase contrast primary detecting element 230 was already explained. At this time, front zero crossing point time interval T_Z is memorized by the phase shifting amount deciding part 204.

[0168]Next, when it is the judgment that there is no phase shift (S131), phase shift time T_1 is set to $T_Z/2$, and it is set as the second-hour measurement timer 203 (S135). When there is a phase shift as a result of the judgment inputted from the phase contrast primary detecting element 244 (S131), When it is the judgment that the phase is progressing, (S132) and the phase shifting amount deciding part 204 make phase shift time $T_1 = T_Z/2 + \Delta T_Z$, and set it as the second-hour measurement timer 203 (S133), When it is the judgment that the phase is behind, (S132) and the phase shifting amount deciding part 204 are set as the second-hour measurement timer 203 by making phase shift time into $T_1 = T_Z/2 - \Delta T_Z$ (S134).

[0169]The phase shifting amount deciding part 204 sets phase contrast detection time T_5 as αT_1 ($0.9 < \alpha < 1$), and at least the detection time measurement timer 245 sets up phase reference detection time T_5 (S136).

[0170]Next, the zero crossing point interval measuring part 202 stands by until the zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage (S137). The zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage in which phase of U phase, V phase, and W phase, When it is outputted any of zero crossing point detecting-signal V_{U1} , V_{V1} , and V_{W1} they are (S137), waveform synthesis Boolean part 202a outputs zero crossing point detecting-signal V_Z to the first-hour measurement timer 202b. At this time, the first-hour measurement timer 202b outputs the present time measurement value T_Z to the phase shifting amount deciding part 204, and clears a timer value, carries out the new start of the time measurement, and starts the detection time measurement timer 245 (S138). The phase shifting amount deciding part 204 is updated to the value of T_Z into which the value of T_Z was inputted. The phase shifting amount deciding part 204 sets phase shift time T_1 as the second-hour measurement timer 203, and starts time measurement of the second-hour measurement timer 203 (S139).

[0171]Next, if it stands by until measuring time t_2 reaches phase shift time T_1 set [above-mentioned] up (S140), and measuring time t_2 exceeds phase shift time T_1 , the second-hour measurement timer 203, Commutation pulse V_{t1} is outputted to the commutation control section 207 (S141). The commutation control section 207 will perform the phase change of the six phase control signal UH, UL, VH, VL, WH, and WL, if commutation pulse V_{t1} is inputted (S142). The

following returns to Step S130 and repeats operation of the above-mentioned steps S130-S142. [0172]When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by the above operations, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (phase shift time T_1) to the next phase change is extended, and when the phase of the six phase control signal is behind, the time (phase shift time T_1) to the next phase change is shortened. Thereby, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0173](Embodiment 4) Drawing 22 is a block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 4.

[0174]In drawing 22, a stator, and 102u, 102v and 102w 101 A stator winding, 103 a permanent magnet rotor and 104 a drive circuit, and 105-110 Commutator elements, A freewheeling diode and 117 111-116 A driving source, A bypass capacitor, and 119U and 119L 118 Neutral potential generation resistance, A zero crossing point primary detecting element, and 120u, 120v and 120w 120 A comparator, A control section and R_1 121 All the current value detection resistance, UH, UL, VH, A six phase control signal and V_N VL, WH, and WL Neutral potential, V_U , As for V_V and V_W , driving current, U, V, W, and O are terminals, and a zero crossing point detecting signal, i_u , i_v , and i_w of these are [terminal voltage, V_{UO} , V_{VO} and V_{WO}] the same as that of drawing 1.

[0175]All the current average detector circuits which 250 detects the average value of both-ends voltage (total current value detection voltage) V_{R1} of all the current sensing resistor R_1 , and output average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1 to the control section 121, All the current exchange average detecting circuits which 250a and 250b detect the differential amplifier, and 251 detects the average value of the alternating current component of all the current value detection voltage V_{R1} , and output alternating component average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence2 to the control section 121, As for 251a and 251b, a capacitor, $D_1 - D_4$ of the differential amplifier, $R_2 - R_7$, $R_9 - R_{15}$ are diodes a resistor, and C1-C9. It can replace with detecting average current and a current effective value can also be made to output by all the current average detector circuits 250.

[0176]The electric capacity of C2 is set as several picofarad, and the electric capacity of the capacitor C1 is set as the sufficiently bigger value than the electric capacity of the capacitor C2.

[0177]The resistance of each resistor is $R_9=R_{11}=R_{12}=R_{14}=2R_{13}$. The electric capacity of the capacitor C2 shall be about 10 micro F.

[0178]All the current average detector circuits 250 consist of the differential amplifier 250a, inversed amplification which comprised resistor $R_1 - R_4$, and inversed amplification which comprised the differential amplifier 250b, resistor $R_5 - R_7$, and the capacitor C1.

[0179]The capacitor C9 is a capacitor for AC couplings, and inputs only a volts alternating current into all the current exchange average detecting circuits 251. All the current exchange average detecting circuits 251 perform half-wave rectification with the first amplifier 251a, when voltage V_{IN} of a negative-electrode side input terminal is positive, they output negative voltage, and an output is set to 0 when V_{IN} is negative. When negative voltage is inputted from the amplifier 251a, the amplifier 251b reverses polarity, outputs positive voltage, when the voltage from the amplifier 251a is 0, turns into inverting amplifier which is 1 time as many profits, and outputs positive voltage. Since the capacitor C2 is about 10 micro F, output A.I. Artificial Intelligence2 becomes the time quadrature of the inputted voltage.

[0180]Drawing 23 is a figure showing the functional block of the control section of drawing 22.

[0181]In drawing 23, 121 a control section and 201 a zero crossing point extraction part and 202 A zero crossing point interval measuring part, 202a waveform synthesis Boolean part and 202b the first-hour measurement timer and 203 The second-hour measurement timer, 204 a phase shifting amount deciding part and 205 the third-hour measurement timer and 206 A forced

synchronization periodic-control part, 207 a commutation control section and 208 a driving base signal buffer part and 209 A switching control part, V_{U0} , V_{V0} , V_{W0} , V_{U1} , V_{V1} , V_{W1} , and V_Z A zero crossing point detecting signal, U_H , U_L , V_H , V_L , W_H , W_L , U_{H0} , U_{L0} , V_{H0} , V_{L0} , W_{H0} , and W_{L0} , V_{t1} , and V_{t2} are commutation pulses, and a six phase control signal and T_Z of these are the same as that of drawing 2.

[0182]The A/D conversion part which 252 changes into a digital value average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1 inputted from all the current average detector circuits 250, and is outputted, The A/D conversion part which 253 changes into a digital value alternating component average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence2 inputted from all the current exchange average detecting circuits 251, and is outputted, The rate operation part of a current ratio which 254 calculates the ratios (alternating current component ratio) A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 of digital-value-ized alternating component average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence2 which is inputted from average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1 which is inputted from the A/D conversion part 252, and which was digital-value-ized, and the A/D conversion part 253, and is outputted, 255 is a phase reference primary detecting element to the extent that the phase lag or the phase lead lag network of switching timing of a six phase control signal is detected by comparing A.I. Artificial Intelligence1 with the threshold D2, while comparing with the threshold D1 the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 inputted from the rate operation part 254 of a current ratio. Even when A.I. Artificial Intelligence1 is made into a current effective value, it is completely the same. By comparing A.I. Artificial Intelligence1 with the threshold D2, it is only one gestalt to detect the phase lag or the phase lead lag network of switching timing of a six phase control signal, and the phase lead delay detection judgment part can also adopt other things.

[0183]In the drive controlling device of the brushless motor of this embodiment constituted as mentioned above, the drive controlling method is explained hereafter.

[0184]When drive controlling of the brushless motor is carried out in the forced synchronization control state or the feedback control state, the voltage or the current wave form of each part turns into a waveform as shown in drawing 4 - drawing 6.

[0185]Drawing 24 (a) is a figure showing the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and the size of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1, Drawing 24 (b) is a figure showing the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and the size of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1, Drawing 24 (c) is a figure showing the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and the size of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1.

[0186]Drawing 24 (a) As shown in - (c), in the state where the phase of a six phase control signal and the phase of rotation of a permanent magnet rotor were in agreement, the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 serve as the smallest value, If the phase of a six phase control signal is late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor or progresses, the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 will increase.

[0187]Therefore, the justice to the phase of rotation of the permanent magnet rotor of the phase of a six phase control signal is detectable by carrying out the threshold decision of the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 by the maximum ratio D1.

[0188]Similarly the existence of the existence of delay to the phase of rotation of the permanent magnet rotor of a six phase control signal is detectable by carrying out the threshold decision of

the size of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1 with the upper limit voltage D2. That is, it is shown that the phase of a six phase control signal will be behind the phase of rotation of a permanent magnet rotor if A.I. Artificial Intelligence1 is larger than D2, and if A.I. Artificial Intelligence1 is smaller than D2, the phase of a six phase control signal shows that it is progressing from the phase of rotation of a permanent magnet rotor.

[0189]Drawing 25 is a flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 4.

[0190]In the forced synchronization control state by which the input of the commutation control section 207 was set as commutation pulse V_{t2} by the switching control part 209, the forced synchronization periodic-control part 206 assumes that forced synchronization cycle T_2 is set as T_c as an initial state (S150).

[0191]First, the forced synchronization periodic-control part 206 sets forced synchronization cycle T_2 as the third-hour measurement timer 205, and starts time measurement (S151).

[0192]Next, it stands by until the third-hour measurement timer 205 reaches forced synchronization cycle T_2 to which measuring time t_2 was set (S152), When it becomes $t_2 \geq T_2$, commutation pulse V_{t2} is outputted to the commutation control section 207 and the forced synchronization periodic-control part 206 (S153). When commutation pulse V_{t2} is inputted, the commutation control section 207 Six phase control signal UH_0 , The phase change of UL_0 , VH_0 , VL_0 , WH_0 , and WL_0 is performed, and, thereby, the phase change of driving current i_u , i_v , and i_w is performed (S154).

[0193]The forced synchronization periodic-control part 206 sets forced synchronization cycle T_2 as T_c , when commutation pulse V_{t2} is inputted, the detection result of the phase contrast of the phase contrast primary detecting element 255 is inputted and there is no phase shift (S155) (S159). On the other hand, when there is a phase shift (S155), while the timing of the commutation of a six phase control signal is progressing rather than the proper phase, (S156), It is set as $T_2 = T_c + \Delta T_c$ (S157), and when the timing of the commutation of a six phase control signal is behind the proper phase, it is set as (S155) $T_2 = T_c - \Delta T_c$ (S158).

[0194]When the ratios of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1 and alternating component average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence2 are A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 $> D1$ here, The timing of the commutation of a six phase control signal judges with it being unsuitable positive, and In that case. When the size of A.I. Artificial Intelligence1 is larger than a certain threshold D2, it judges with the timing of the commutation of a six phase control signal being behind a proper phase, and in being smaller than a certain threshold D2, the timing of the commutation of a six phase control signal judges with progressing rather than the proper phase.

[0195]Subsequently, it returns to Step S151 and the same operation as the above is repeated.

[0196]When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by the above operations, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is extended, Since the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is shortened when the phase of the six phase control signal is behind, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0197]Next, the operation in the case of performing feedback control is explained.

[0198]Drawing 26 is a flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 4. Here, the case where carry out a phase shift about 30 degrees from the zero crossing point of induced voltage as an example, and the phase change of a six phase control signal is performed is explained. In a hood back control state, it is assumed that the commutation control section 207 is set as the state of becoming commutation pulse V_{t1} about the input of the commutation control section 207.

[0199]First, the zero crossing point interval measuring part 202 stands by until the zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage (S161). The zero crossing point extraction part 201 detects the zero crossing point of induced voltage in which phase of U phase, V phase, and W phase, When it is outputted any of zero crossing point detecting-signal V_{U1} , V_{V1} , and V_{W1} they are (S161), waveform synthesis Boolean part 202a outputs zero crossing point detecting-signal V_Z to the first-hour measurement timer 202b and the second-hour measurement timer 203. At this time, the first-hour measurement timer 202b outputs the present time measurement value T_Z to the phase shifting amount deciding part 204, and clears a timer value and carries out the new start of the time measurement (S162).

[0200]Next, the phase shifting amount deciding part 204 detects the decision result inputted from the phase contrast primary detecting element 255, when it is the judgment that there is no phase shift (S163), sets phase shift time T_1 to $T_Z/2$, and sets it as the second-hour measurement timer 203 (S167). When there is a phase shift as a result of the judgment inputted from the phase contrast primary detecting element 255 (S163), When it is the judgment that the phase is progressing, (S164) and the phase shifting amount deciding part 204 make phase shift time $T_1 = T_Z/2 + \Delta T_Z$, and set it as the second-hour measurement timer 203 (S165), When it is the judgment that the phase is behind, (S164) and the phase shifting amount deciding part 204 are set as the second-hour measurement timer 203 by making phase shift time into $T_1 = T_Z/2 - \Delta T_Z$ (S166).

[0201]The judgment of whether it is progressing rather than timing with a proper phase of a six phase control signal, and whether to be behind here, It is carried out by the same method as the case of Step S156 (however, since the current which flows into a brushless motor with the load of a brushless motor, etc. changes, the threshold D1 and the value of D2 differ from the case of Step S156).

[0202]Next, the phase shifting amount deciding part 204 clears timer value t_2 of the second-hour measurement timer 203, and carries out the new start of the time measurement (S168).

[0203]Subsequently, if it stands by until measuring time t_2 reaches phase shift time T_1 set [above-mentioned] up (S169), and measuring time t_2 exceeds phase shift time T_1 , the second-hour measurement timer 203, Commutation pulse V_{t1} is outputted to the commutation control section 207 (S170). The commutation control section 207 will perform the phase change of the six phase control signal UH, UL, VH, VL, WH, and WL, if commutation pulse V_{t1} is inputted (S171). The following returns to Step S161 and repeats operation of the above-mentioned steps S161-S171.

[0204]When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by such operation, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (phase shift time T_1) to the next phase change is extended, Since the time (phase shift time T_1) to the next phase change is shortened when the phase of the six phase control signal is behind, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0205](Embodiment 5) Drawing 27 is a block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 5.

[0206]In drawing 27, a stator, and 102u, 102v and 102w 101 A stator winding, 103 a permanent magnet rotor and 104 a drive circuit, and 105-110 Commutator elements, A freewheeling diode and 117 111-116 A driving source, A bypass capacitor, and 119U and 119L 118 Neutral potential generation resistance, A zero crossing point primary detecting element, and 120u, 120v and 120w 120 A comparator, A control section, UH, UL, VH, VL, WH, and WL 121 A six phase control signal, Neutral potential, V_U , V_V , and V_W V_N Terminal voltage, As for V_{U0} , V_{V0} , and V_{W0} , driving current, U, V, W, and O are terminals, and these of a zero crossing point detecting signal, i_U , i_V ,

and i_w are the same as that of drawing 16.

[0207]The phase current detection resistance of U phase by which one end was connected to the emitter terminal of the commutator elements 108 as for R_U , and the other end was grounded, R_V is the phase current detection resistance of V phase by which one end was connected to the emitter terminal of the commutator elements 109, and the other end was grounded, and the phase current detection resistance of W phase by which one end was connected to the emitter terminal of the commutator elements 110 as for R_W , and the other end was grounded. The thing of the same resistance is all of phase current detection resistance R_U , R_V , and R_W used. 240u, 240v, and 240w are amplifier, and, respectively Phase current detection resistance R_U . All the current detecting signals AIU which amplified R_V , terminal voltage (phase current detection voltage) V_{RU} concerning the both ends of R_W , V_{RV} , and V_{RW} . AIV, and AIW are outputted to the control section 121. The differential amplifier, 204bu, 240bv, 240bw, 204cu, 240cv, and 240cw of 240au, 240av, and 240aw are resistors.

[0208]In this embodiment, the plus side input terminal of the phase shifting amount deciding part 204a is connected at the node of phase current detection resistance R_U and the emitter terminal of the commutator elements 108.

[0209]By this composition, the phase shifting amount deciding parts 204u, 204v, and 204w can detect the phase current of U phase which flows through the commutator elements 108, 109, and 110, respectively, V phase, and W phase.

[0210]Drawing 28 is a figure showing the functional block of the control section of drawing 27.

[0211]In drawing 28, 121 a control section and 201 a zero crossing point extraction part and 202 A zero crossing point interval measuring part, 202a waveform synthesis Boolean part and 202b the first-hour measurement timer and 203 The second-hour measurement timer, 204 a phase shifting amount deciding part and 205 the third-hour measurement timer and 206 A forced synchronization periodic-control part, 207 a commutation control section and 208 a driving base signal buffer part and 209 A switching control part, V_{U0} , V_{V0} , V_{W0} , V_{U1} , V_{V1} , V_{W1} , and V_Z A zero crossing point detecting signal, UH, UL, VH, VL, WH, WL, U_{H0} , U_{L0} , As for V_{H0} , V_{L0} , W_{H0} , and W_{L0} , a zero crossing point time interval, V_{t1} , and V_{t2} are commutation pulses, and a six phase control signal and T_Z of these are the same as that of drawing 2.

[0212]The phase current detecting signal AIU into which 241u, 241v, and 241w are inputted from the amplifier 240, The A/D conversion part which changes AIVAIW into digital value AIDU, AIDV, and AIDW, and outputs it, The phase current detecting signal AIDU with which 242 is outputted from the A/D conversion parts 241u, 241v, and 241w. The current value storage parts store which consists of a shift register which memorizes AIDV and AIDW, The phase current detecting signal AIDU with which 243 was memorized by the current value storage parts store 242. By calculating the absolute value of the time subtraction of AIDV and AIDW, absolute value AIU' of the rate of a temporal change of a phase current detected value, AIV', the temporal change operation part which outputs the numerals of the time subtraction of a phase current detecting signal while calculating AIW', 244 is a phase reference primary detecting element to the extent that it judges and combines whether the switching timing of a six phase control signal is proper as compared with the threshold E1 in absolute value AIU' of the rate of a temporal change which the temporal change operation part 243 outputs, and the thing selected among AIV' and AIW' and detects the numerals of the time subtraction of a phase current detecting signal. 245 is a detection time measurement timer which outputs a detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244 at the same time it starts time measurement, and will output a detection terminate signal to the phase contrast primary detecting element 244 if measuring time reaches the detection time set up from the outside.

[0213]If a detection start signal is inputted by the detection time measurement timer 245 or the forced synchronization periodic-control part 206, the phase contrast primary detecting element 244, A decision result is cleared and the judgment by the threshold E1 is started to absolute

value AIU' of the rate of a temporal change which the temporal change operation part 243 outputs, and any of AIV' and AIW' or the selected thing. If absolute value AIU' of the rate of a temporal change, and any of AIV' and AIW' or the selected thing is less than threshold $E1$ at this time, When it judges with the switching timing of a six phase control signal being proper and absolute value AIU' of the rate of a temporal change, and any of AIV' and AIW' or the selected thing exceeds the threshold $E1$, it judges with the phase shift having occurred. It combines and the numerals of the time subtraction of each phase current detecting signal are referred to, when it is positive, it is judged with the switching timing of a six phase control signal being behind proper timing, and when it is negative, it judges that the switching timing of a six phase control signal is progressing rather than proper timing. This decision result is outputted as a phase-difference-detection result, when a detection result output demand is carried out by the phase shifting amount deciding part 204 or the forced synchronization periodic-control part 206. When a detection terminate signal is inputted from the detection time measurement timer 245, or when zero crossing point detecting-signal V_Z is inputted by waveform synthesis Boolean part 202a, the above-mentioned threshold decision is suspended.

[0214]The detection time measurement timer 245 starts time measurement by instructions of the forced synchronization periodic-control part 206, and outputs a detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244.

[0215]In the drive controlling device of the brushless motor of this embodiment constituted as mentioned above, the drive controlling method is explained hereafter.

[0216]Drawing 29 is a figure showing the voltage waveform of each part of drawing 27, and drawing 30 is a figure showing the relation between the phase shift of a six phase control signal, and a phase current waveform.

[0217]In drawing 29, (a) - (f) is the six phase control signal UH , UL , VH , VL , WH , and WL , and (g) - (i), Phase current [switching timing / of a six phase control signal / as opposed to / respectively / rotation of the permanent magnet rotor 103] detection voltage [in the case of being proper] V_{RU} , Express the waveform of V_{RV} and V_{RW} and (j) expresses the waveform of phase current detection voltage V_{RU} when the switching timing of a six phase control signal is late for a proper phase to rotation of the permanent magnet rotor 103, (k) expresses the waveform of phase current detection voltage V_{RU} when the switching timing of a six phase control signal progresses rather than a proper phase to rotation of the permanent magnet rotor 103.

[0218]In drawing 30, (a) expresses the waveform of phase current detection voltage V_{RU} (or V_{RV} or V_{RW}) when the switching timing of a six phase control signal is late for a proper phase to rotation of the permanent magnet rotor 103, (b) is a figure showing the relation between the absolute value of the wave-like rate of a temporal change of (a), and the threshold $E1$, (c) expresses the waveform of phase current detection voltage V_{RU} (or V_{RV} or V_{RW}) when the switching timing of a six phase control signal progresses rather than a proper phase to rotation of the permanent magnet rotor 103, (d) is a figure showing the relation between the absolute value of the wave-like rate of a temporal change of (c), and the threshold $E1$, (e) expresses the waveform of phase current [switching timing / of a six phase control signal] detection voltage [in the case of being proper] V_{RU} (or V_{RV} or V_{RW}) to rotation of the permanent magnet rotor 103, (f) is a figure showing the relation between the absolute value of the wave-like rate of a temporal change of (e), and the threshold $E1$.

[0219]As shown in drawing 29 (g) - (i), the timing of the commutation of the six phase control signal UH , UL , VH , VL , WH , and WL does not flow into the "off" period of the commutator elements 108, 109, and 110 through the phase current of U phase, V phase, and W phase to rotation of the permanent magnet rotor 103, when proper. When the phase is behind proper timing in the timing of the commutation of the six phase control signal UH , UL , VH , VL , WH , and WL to rotation of the permanent magnet rotor 103, or when progressing to it, Until the commutator elements 108, 109, and 110 are turned on from immediately after the commutator

elements 105 and 106 and OFF of 107 (section P1), as shown in drawing 29 (j) and (k), The current of an opposite direction flows through the freewheeling diodes 114, 115, and 116, and the voltage of an opposite direction occurs in the waveform of phase current detection voltage V_{RU} , V_{RV} , and V_{RW} . The absolute value of the wave-like rate of a temporal change of phase current detection voltage V_{RU} (or V_{RV} or V_{RW}) in this section P1. Therefore, drawing 30 (b), It came to be shown in (d) and (f), and a phase shift can be detected because this wave-like rate of a temporal change carries out the threshold decision of the absolute value with the fixed threshold $E1$.

[0220] Drawing 31 and drawing 32 are the flow charts showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 5.

[0221] By the forced synchronization control state by which the input of the commutation control section 207 was set as commutation pulse V_{t2} by the switching control part 209. The forced synchronization periodic-control part 206 assumes that forced synchronization cycle T_2 was set as T_c as an initial state, and phase contrast detection time T_5 is set as $T_2/2$ (S181).

[0222] First, the forced synchronization periodic-control part 206 sets forced synchronization cycle T_2 as the third-hour measurement timer 205, and starts time measurement (S182). At least the detection time measurement timer 245 sets up phase reference detection time T_5 (S183).

[0223] Next, it stands by until the third-hour measurement timer 205 reaches forced synchronization cycle T_2 to which measuring time t_2 was set (S184). When it becomes $t_2 \geq T_2$, commutation pulse V_{t2} is outputted to the commutation control section 207 and the forced synchronization periodic-control part 206 (S185). When commutation pulse V_{t2} is inputted, the commutation control section 207 Six phase control signal UH_0 . The phase change of UL_0 , VH_0 , VL_0 , WH_0 , and WL_0 is performed, and, thereby, the phase change of driving current i_u , i_v , and i_w is performed (S186).

[0224] The forced synchronization periodic-control part 206 will start time measurement of the detection time measurement timer 245, if commutation pulse V_{t2} is inputted (S187).

[0225] At this time, when (a) six phase control signal UH changes from a HIGH state to a LOW state, (S188), The detection time measurement timer 245 outputs U phase detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the phase contrast primary detecting element 244 starts the code judging explained by the threshold decision and Embodiment 3 of phase current detection voltage V_{RU} of absolute value AIU' , and the same code judging (S189).

[of U phase] [of the rate of a temporal change]

[0226] When the six phase control signal VH changes from a HIGH state to a LOW state, (b) (S190), The detection time measurement timer 245 outputs V phase detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the phase contrast primary detecting element 244 starts the threshold decision and code judging of phase current detection voltage V_{RV} of absolute value AIV' (S191). [of V phase] [of the rate of a temporal change]

[0227] When the six phase control signal WH changes from a HIGH state to a LOW state, (c) (S192), The detection time measurement timer 245 outputs W phase detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the phase contrast primary detecting element 244 starts the threshold decision and code judging of phase current detection voltage V_{RW} of absolute value AIW' (S193). [of W phase] [of the rate of a temporal change]

[0228] After the forced synchronization periodic-control part's 206 setting up forced synchronization cycle T_2 at T_c in other than above-mentioned (a) - (c) (S200) and setting phase contrast detection time T_5 as $T_2/2$ (S201), it returns to Step S182.

[0229] The above (a) When in - (c) the detection time measurement timer 245 stands by until

measuring time t_5 turned into more than T_5 (S194) and it becomes it with $t_5 \geq T_5$, after operating above-mentioned (a) - (c), Outputting a detection terminate signal to the phase contrast primary detecting element 244 and the forced synchronization periodic-control part 206, in response, the phase contrast primary detecting element 244 ends detection of the absolute value of the rate of a temporal change of phase current detection voltage (S195).

[0230] If a detection terminate signal is inputted from the detection time measurement timer 245, the forced synchronization periodic-control part 206, If a detection result output demand is given to the phase contrast primary detecting element 244 and there is no phase shift as a result (S196), forced synchronization cycle T_2 being set as T_c (S200), and, When the phase is progressing, (S197) forced-synchronization cycle T_2 is set as $T_c + \Delta T_c$ (S198), and when the phase is behind, (S197) forced-synchronization cycle T_2 is set as $T_c - \Delta T_c$ (S199).

Subsequently, after setting phase contrast detection time T_5 as $T_2/2$ (S201), it returns to Step S182.

[0231] Here, when judged with whether there is any phase shift judging by whether the absolute value of the rate of a temporal change of the phase current is larger than $E1$, and having a phase shift, it is judged whether the phase is progressing by the positive/negative of the numerals of said rate of a temporal change, or it is behind. That is, when the numerals of said rate of a temporal change are positive, it judges with the phase being behind, and in being negative, it judges with the phase progressing.

[0232] Hereafter, the same operation as the above-mentioned steps S182-S201 is repeated.

[0233] When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by the above operations, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is extended, Since the time (forced synchronization cycle T_2) to the next phase change is shortened when the phase of the six phase control signal is behind, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0234] Next, the operation in the case of performing feedback control is explained.

[0235] Drawing 33 and drawing 34 are the flow charts showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 5. Here, the case where carry out a phase shift about 30 degrees from the zero crossing point of induced voltage as an example, and the phase change of a six phase control signal is performed is explained. In a hood back control state, it is assumed that the commutation control section 207 is set as the state of becoming commutation pulse V_{t1} about the input of the commutation control section 207.

[0236] Immediately after performing the phase change of a six phase control signal, the phase shifting amount deciding part 204, When the six phase control signal UH changes from a HIGH state to a LOW state, (a) (S210), The phase shifting amount deciding part 204 outputs U phase detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the phase contrast primary detecting element 244 starts the threshold decision and code judging of phase current detection voltage V_{RU} of absolute value AIU' (S211). [of U phase] [of the rate of a temporal change]

[0237] When the six phase control signal VH changes from a HIGH state to a LOW state, (b) (S212), The phase shifting amount deciding part 204 outputs V phase detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the phase contrast primary detecting element 244 starts the threshold decision and code judging of phase current detection voltage V_{RV} of absolute value AIV' (S213). [of V phase] [of the rate of a temporal change]

[0238] When the six phase control signal WH changes from a HIGH state to a LOW state, (c) (S214), The phase shifting amount deciding part 204 outputs W phase detection start signal to the phase contrast primary detecting element 244, and the phase contrast primary detecting element 244 starts the threshold decision and code judging of phase current detection voltage

V_{RW} of absolute value AIW' (S215). [of W phase] [of the rate of a temporal change]

[0239]The above (a) In - (c), after operating above-mentioned (a) - (c), the phase contrast primary detecting element 244 continues the threshold decision and code judging of an absolute value of phase current detection voltage until zero crossing point detecting-signal V_Z is inputted from waveform synthesis Boolean part 202a (S216). [of the rate of a temporal change]

[0240]In which phase of U phase, V phase, and W phase waveform synthesis Boolean part 202a, If the zero crossing point of induced voltage is detected, while outputting zero crossing point detecting-signal V_Z to the phase contrast primary detecting element 244 and the first-hour measurement timer 202b, After the first-hour measurement timer 202b outputs zero crossing point time interval T_Z to the phase shifting amount deciding part 204 and clears a timer, the new start of it is carried out.

[0241]The phase contrast primary detecting element 244 will end the threshold decision and code judging of an absolute value of phase current detection voltage, if zero crossing point detecting-signal V_Z is inputted (S216). [of the rate of a temporal change]

[0242]If zero crossing point time interval T_Z is inputted from the zero crossing point interval measuring part 202, the phase shifting amount deciding part 204, If a detection result output demand is given to the phase contrast primary detecting element 244 and there is no phase shift as a result (S218), Phase shift time T_1 is set as $T_Z/2$ (S222), When the phase is progressing, (S219) forced-synchronization cycle T_1 is set as $T_Z/2 + \Delta T_Z$ (S220), and when the phase is behind, (S219) forced-synchronization cycle T_1 is set as $T_Z/2 - \Delta T_Z$ (S221).

[0243]The judgment of whether it is progressing rather than timing with a proper phase of a six phase control signal, and whether to be behind here, It is carried out by the same method as the case of Step S197 (however, since the current which flows into a brushless motor with the load of a brushless motor, etc. changes, the value of the threshold E1 differs from the case of Step S197).

[0244]In other than above-mentioned (a) - (c), waveform synthesis Boolean part 202a, If the zero crossing point of induced voltage is detected in which phase of U phase, V phase, and W phase, while outputting zero crossing point detecting-signal V_Z to the phase contrast primary detecting element 244 and the first-hour measurement timer 202b, After the first-hour measurement timer 202b outputs zero crossing point time interval T_Z to the phase shifting amount deciding part 204 and clears a timer, the new start of it is carried out (S223). The phase shifting amount deciding part 204 will set forced synchronization cycle T_1 as $T_Z/2 - \Delta T_Z$, if zero crossing point time interval T_Z is inputted (S221).

[0245]As mentioned above, if forced synchronization cycle T_1 is determined, the phase shifting amount deciding part 204 will set the phase shift time T_1 as the second measurement timer, will clear timer value t_2 , and will carry out the new start of the time measurement (S225).

[0246]Subsequently, if it stands by until measuring time t_2 reaches phase shift time T_1 set [above-mentioned] up (S226), and measuring time t_2 exceeds phase shift time T_1 , the second-hour measurement timer 203, Commutation pulse V_{t1} is outputted to the commutation control section 207 (S227). The commutation control section 207 will perform the phase change of the six phase control signal UH, UL, VH, VL, WH, and WL, if commutation pulse V_{t1} is inputted (S228). The following returns to Step S210 and repeats operation of the above-mentioned steps S210-S228.

[0247]When a six phase control signal is switched to a certain phase and a phase shift is detected by such operation, When the phase of the six phase control signal is progressing, the time (phase shift time T_1) to the next phase change is extended, Since the time (phase shift time T_1) to the next phase change is shortened when the phase of the six phase control signal is

behind, the timing of a phase change of the following six phase control signal is amended by more proper timing.

[0248]

[Effect of the Invention] According to the drive controlling device of the brushless motor of this invention, the following advantageous effects are acquired as mentioned above.

[0249] Also in the low speed rotary whose voltage induced by (1) stator winding is small according to the invention according to claim 1, It can double with the timing of proper commutation and the drive controlling device of the brushless motor which is not widely different from the timing of commutation with proper timing of commutation can be provided.

[0250] (2) In order to feed back the total current value and phase current value of a motor, number-of-rotations change is also received, What peak current depends on load, or since the timing of commutation is not proper, it can distinguish, and the drive controlling device of the brushless motor which can be doubled with the timing of proper commutation can be provided by a phase contrast compensation means.

[0251] (3) Since current is fed back, the drive controlling device of the brushless motor which can start a motor within the limits of the capacity of the electrical part which constitutes a driving current means for switching can be provided.

[0252] (4) Since current is fed back, the drive controlling device of the brushless motor which can be corresponded also when the load which takes for a brushless motor at the time of starting changes can be provided.

[0253] (5) Since current is fed back, the drive controlling device of the brushless motor which can be corresponded also when changing driver voltage can be provided.

[0254] According to the invention according to claim 2, the drive controlling device of the brushless motor which is not widely different from the timing of commutation with proper timing of (1) commutation can be provided.

[0255] (2) Since current is fed back, the drive controlling device of the brushless motor which can drive a motor within the limits of the capacity of the electrical part which constitutes a driving current means for switching can be provided.

[0256] (3) When changing the capability (electric power applied to a motor) of a motor, the drive controlling device of the brushless motor which can be corresponded even if it changes driver voltage etc. rapidly can be provided.

[0257] According to the invention according to claim 3, the drive controlling device of the brushless motor which can judge exactly that (1) phase does not suit can be provided.

[0258] (2) Since it is not necessary to generate the timing which detects current, the drive controlling device of the brushless motor which can consider a phase contrast compensation means as easy composition can be provided.

[0259] (3) Since a total current value performs phase difference detection, even if there is dispersion, such as resistance of the stator winding of a brushless motor and inductance, the drive controlling device of an uninfluential brushless motor can be provided.

[0260] According to the invention according to claim 4, the drive controlling device of the brushless motor which can judge exactly that (1) phase does not suit can be provided.

[0261] (2) Since phase lead delay is detected only with a current value, the drive controlling device of the brushless motor which can consider a phase contrast compensation means as easy composition can be provided.

[0262] (3) In order to detect phase lead delay only with a current value, The drive controlling device of the brushless motor which can judge whether or or the processing which you makes it delayed to which a forced synchronization timing generating means or a return synchronous timing generating means should carry out processing which advances the phase of the timing which performs a phase change next should be carried out can be provided.

[0263] According to the invention according to claim 5, the drive controlling device of the brushless motor which can judge exactly that (1) phase does not suit can be provided.

[0264] (2) Since phase lead delay is detected only with a current value, the drive controlling device of the brushless motor which can consider a phase contrast compensation means as easy composition can be provided.

[0265]According to the invention according to claim 6, load can be presumed at (1) average current value or an effective value of current, and number of rotations, and the drive controlling device of the brushless motor which can moreover get to know the proper degree of the timing of commutation from a ratio can be provided.

[0266](2) Since phase lead delay is detected only with a current value, the drive controlling device of the brushless motor which can consider a phase contrast compensation means as easy composition can be provided.

[0267]according to the invention according to claim 7 -- (1) -- the drive controlling device of the brushless motor which can get to know the proper degree of the timing of commutation most notably can be provided.

[0268](2) Since phase lead delay is detected only with a current value, the drive controlling device of the brushless motor which can consider a phase contrast compensation means as easy composition can be provided.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1]The block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 1

[Drawing 2]The functional block diagram of the control section of drawing 1

[Drawing 3]The flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 1

[Drawing 4]The figure showing the temporal change of each pressure value of drawing 1 in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and drawing 2, and a current value

[Drawing 5]The figure showing the temporal change of each pressure value of drawing 1 in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and drawing 2, and a current value

[Drawing 6]The figure showing the temporal change of each pressure value of drawing 1 in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and drawing 2, and a current value

[Drawing 7]The flow chart showing the phase shift detecting operation of the control section of drawing 1

[Drawing 8]The flow chart showing operation of the zero crossing point extraction part of drawing 2

[Drawing 9]The flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 1

[Drawing 10]The block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 2

[Drawing 11]The figure showing the functional block of the control section of drawing 10

[Drawing 12](a) The figure showing the temporal change of all the current detection voltage V_{R1} in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor

(b) The figure showing the temporal change of all the current detection voltage V_{R1} in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor

(c) The figure showing the temporal change of all the current detection voltage V_{R1} in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor

[Drawing 13]The flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 2

[Drawing 14]The flow chart with which at least that of drawing 11 expresses operation of a phase reference primary detecting element

[Drawing 15]The flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 2

[Drawing 16]The block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling

device of the brushless motor of the embodiment of the invention 3

[Drawing 17]The figure showing the functional block of the control section of drawing 16

[Drawing 18](a) The figure showing the temporal change of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor

(b) The figure showing the temporal change of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor

(c) The figure showing the temporal change of absolute value $|dV_{R1}/dt|$ of the rate of a temporal change of the total current detection voltage in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor

[Drawing 19]The flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 3

[Drawing 20]The flow chart showing the operation at the time of the phase difference detection of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 3

[Drawing 21]The flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 3

[Drawing 22]The block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 4

[Drawing 23]The figure showing the functional block of the control section of drawing 22

[Drawing 24](a) The figure showing the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 in the state where it was in agreement in the phase of a six phase control signal, and the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and the size of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1

(b) The figure showing the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 in the state where the phase of the six phase control signal was late for the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and the size of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1

(c) The figure showing the alternating current component ratios A.I. Artificial Intelligence2/A.I. Artificial Intelligence1 in the state where the phase of the six phase control signal progressed from the phase of rotation of a permanent magnet rotor, and the size of average current detecting-signal A.I. Artificial Intelligence1

[Drawing 25]The flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 4

[Drawing 26]The flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 4

[Drawing 27]The block diagram showing the equipment configuration of the drive controlling device of the brushless motor of the embodiment of the invention 5

[Drawing 28]The figure showing the functional block of the control section of drawing 27

[Drawing 29]The figure showing the voltage waveform of each part of drawing 27

[Drawing 30]The figure showing the relation between the phase shift of a six phase control signal, and a phase current waveform

[Drawing 31]The flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 5

[Drawing 32]The flow chart showing the operation in the forced synchronization control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 5

[Drawing 33]The flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 5

[Drawing 34]The flow chart showing the operation in the feedback control state of the drive controlling device of the brushless motor of Embodiment 5

[Drawing 35]The figure showing the state of changing from forced synchronization operation in the drive controlling device of the conventional brushless motor of an indication in an allegedly

infringing product gazette to regular sensor loess operation

[Drawing 36]The figure showing the motor current waveform in the drive controlling device of the conventional brushless motor of an indication in a RO item gazette

[Description of Notations]

101 Stator
102u, 102v, and 102w Stator winding
103 Permanent magnet rotor
104 Drive circuit
105, 106, 107, 108, 109, 110 commutator elements
105a, 106a, 107a, 108a, 109a, a 110a switching circuit
111, 112, 113, 114, 115, and 116 Freewheeling diode
117 Driving source
118 Bypass capacitor
119u, 119v, 119w, 119U, 119L, and 119N Neutral potential generation resistance
120 Zero crossing point primary detecting element
120u, 120v, and 120w Comparator
121 Control section
122 Phase contrast detecting circuit
123 Peak hold circuit
123a Reset switch element
124 Threshold comparison circuit
201 Zero crossing point extraction part
202 Zero crossing point interval measuring part
202a Waveform synthesis Boolean part
202b The first-hour measurement timer
203 The second-hour measurement timer
204 Phase shifting amount deciding part
205 The third-hour measurement timer
206 Forced synchronization periodic-control part
207 Commutation control section
208 Driving base signal buffer part
209 Switching control part
210 Phase difference decision section
211 Reset signal generator
212 Current value detection permission part
220 All the current threshold decision circuits
221 and 223 Comparator
222 and 224 Voltage source
230 Phase contrast primary detecting element
231 Phase contrast detection timer
240 Amplifier
241 A/D conversion part
242 Current value storage parts store
243 Temporal change operation part
244 Phase contrast primary detecting element
245 Detection time measurement timer
246 Detection start time measurement timer
250 All the current average detector circuits
251 All the current exchange average detecting circuits
252, 253 A/D conversion parts
254 Rate operation part of a current ratio
255 Phase contrast primary detecting element
 V_N neutral potential

V_U, V_V, V_W terminal voltage
 R_1 all current sensing resistor
 R_U, R_V, R_W phase current detection resistance
 V_{R1} all current value detection voltage
 V_{RU}, V_{RV}, V_{RW} phase current value detection voltage
 V_{R1P} peak voltage
 V_{sh} threshold voltage
 P_{in} phase contrast detection signal
 R_{out} reset signal
 T_Z zero crossing point time interval
 T_1 phase shift time
 T_2 forced synchronization cycle
At least T_3 and T_4 are phase reference detection timing time delays.
At least T_5 is phase reference detection time.
A.I. Artificial Intelligence All the current detecting signals
A.I. Artificial Intelligence1 Average current detecting signal
A.I. Artificial Intelligence2 Alternating component average current detecting signal
 V_{t1}, V_{t2} commutation pulse
 V_{B1} lower limit voltage
 V_{B2} upper limit voltage
 D_{I1}, D_{I2} comparison result
 $V_{U0}, V_{V0}, V_{W0}, V_{U1}, V_{V1}, V_{W1}, V_Z$ zero crossing point detecting signal
 V_{RU}, V_{RV}, V_{RW} phase current detection voltage
 $UH, UL, VH, VL, WH, WL, UH_0, UL_0, VH_0, VL_0, WH_0, WL_0$ six phase control signal
 i_u, i_v, i_w driving current
 T_c forced synchronization period time

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-236690
(P2000-236690A)

(43) 公開日 平成12年8月29日 (2000.8.29)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 2 P 6/18

識別記号

F I

H 0 2 P 6/02

データベース*(参考)

3 7 1 S 5 H 5 6 0

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 32 頁)

(21) 出願番号

特願平11-38385

(22) 出願日

平成11年2月17日 (1999.2.17)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 宿里 陽一

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 永瀬 徳美

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 100097445

弁理士 岩橋 文雄 (外2名)

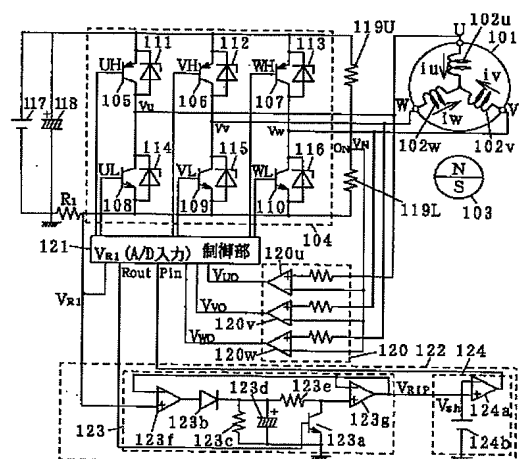
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータの駆動制御装置

(57) 【要約】

【課題】 低速回転においても、適正な転流のタイミングに合わせることができ、適正な転流のタイミングからかけ離れることのないブラシレスモータの駆動制御装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 ブラシレスモータの駆動電流の相切り換えを行うためのタイミングを発生する強制同期タイミング発生手段と、強制同期タイミング発生手段の発生するタイミングで駆動電流の相切り換えを行う駆動電流切換手段と、全ての固定子巻線に通電される全電流値又は全電流値の時間変化率の絶対値を検出する全電流検出手段、又は、少なくとも一つの固定子巻線に通電される相電流値又は相電流値の時間変化率の絶対値を検出する相電流検出手段と、全電流検出手段又は相電流検出手段の検出値により強制同期タイミング発生手段の発生する相切り換えを行うためのタイミングを補正する位相差補正手段とを備えた。



101 ステータ
102u, 102v, 102w 固定子巻線
103 永久磁石回転子
104 ドライバ回路
105, 106, 107, 108, 109, 110
111, 112, 113, 114, 115, 116
117 駆動電源
118 パイノコンテナ
119U, 119L 中性電位生成抵抗
120 セロクロス点
120u, 120v, 120w コンパレータ
123 ヒューズ回路
124 値比較回路
Vn 中性電位
Ri 全電流検出抵抗
Vri 全電流検出電圧
Vrip ピーク電圧
Vsa 隣接電圧
Pin 位相差検出信号
Rout リセット信号
UHL, VH, VL, WH, WL 六相制御信号
Iu, Iv, Iw 駆動電流

【特許請求の範囲】

【請求項 1】三相結線された固定子巻線に一定のタイミングで切り換わる駆動電流が通電され駆動されるブラシレスモータの駆動制御装置であって、(1)前記ブラシレスモータの駆動電流の相切り換えを行うためのタイミングを発生する強制同期タイミング発生手段と、(2)前記強制同期タイミング発生手段の発生するタイミングで駆動電流の相切り換えを行う駆動電流切換手段と、

(3)全ての前記固定子巻線に通電される全電流値又は全電流値の時間変化率の絶対値を検出する全電流検出手段、又は、少なくとも一つの前記固定子巻線に通電される相電流値又は相電流値の時間変化率の絶対値を検出する相電流検出手段と、(4)前記全電流検出手段又は前記相電流検出手段の検出値により前記強制同期タイミング発生手段の発生する相切り換えを行うためのタイミングを補正する位相差補正手段と、を備えたことを特徴とするブラシレスモータの駆動制御装置。

【請求項 2】三相結線された固定子巻線に一定のタイミングで切り換わる駆動電流が通電され駆動されるブラシレスモータの駆動制御装置であって、(1)前記固定子巻線に誘起される誘起電圧が一定の基準電圧と交叉する点であるゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、(2)前記ゼロクロス点検出手段により検出されるゼロクロス点の発生のタイミングにより駆動電流の相切り換えを行うためのタイミングを発生する帰還同期タイミング発生手段と、(3)前記強制同期タイミング発生手段の発生するタイミングで駆動電流の相切り換えを行う駆動電流切換手段と、(4)全ての前記固定子巻線に通電される全電流値又は全電流値の時間変化率の絶対値を検出する全電流検出手段、又は、少なくとも一つの前記固定子巻線に通電される相電流値又は相電流値の時間変化率の絶対値を検出する相電流検出手段と、(5)前記全電流検出手段又は前記相電流検出手段の検出値により前記強制同期タイミング発生手段の発生する相切り換えを行うためのタイミングを補正する位相差補正手段と、を備えたことを特徴とするブラシレスモータの駆動制御装置。

【請求項 3】前記位相差補正手段は、前記全電流検出手段の検出する全電流の相切り換えの一周期におけるピーク値が一定の閾値以上となることにより前記強制同期タイミング発生手段又は前記帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれの発生を検出することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のブラシレスモータの駆動制御装置。

【請求項 4】前記全電流検出手段は、前記駆動電流切換手段が駆動電流の相切り換えを行う直前の全電流値を検出し、前記位相差補正手段は、前記全電流検出手段の検出する全電流値が一定の閾値 B 1 以下となることにより前記強制同期タイミング発生手段又は前記帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位

相が進んでいることを検出し、前記全電流検出手段の検出する全電流値が一定の閾値 B 2 以上となることにより前記強制同期タイミング発生手段又は前記帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相が遅れていることを検出することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のブラシレスモータの駆動制御装置。

【請求項 5】前記全電流検出手段は、前記駆動電流切換手段が駆動電流の相切り換えを行った後次の相切り換えを行う前の一定の期間において全電流値の時間変化率の絶対値を検出し、前記位相差補正手段は、前記全電流検出手段の検出する全電流値の時間変化率の絶対値が一定の閾値 C 1 以上となることにより前記強制同期タイミング発生手段又は前記帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれを検出することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のブラシレスモータの駆動制御装置。

【請求項 6】前記全電流検出手段は、全電流値の平均電流値又は電流実効値、及び全電流値の交流成分値を検出し、前記位相差補正手段は、前記全電流検出手段の検出する交流成分値と平均電流値の比率、又は交流成分値と電流実効値の比率が一定の閾値 D 1 以上となることにより前記強制同期タイミング発生手段又は前記帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれを検出することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のブラシレスモータの駆動制御装置。

【請求項 7】前記相電流検出手段は、少なくとも一つの前記固定子巻線の駆動電流の通電されていない期間のある一定の期間において相電流値の時間変化率の絶対値を検出し、前記位相差補正手段は、前記相電流検出手段の検出する相電流値の時間変化率の絶対値が一定の閾値 E 1 以上となることにより前記強制同期タイミング発生手段又は前記帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれを検出することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のブラシレスモータの駆動制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、強制同期信号を発生することにより固定子巻線に流す駆動電流の相切り換えを行いブラシレスモータの回転を制御するブラシレスモータの駆動制御装置、及び固定子巻線に誘起される誘起電圧のゼロクロス点を検出することでロータの磁極位置を検出しロータの回転に同期して固定子巻線に流す駆動電流の相切り換えを行いブラシレスモータの回転を制御するブラシレスモータの駆動制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来のブラシレスモータの駆動制御装置としては、特開平 5-219784 号公報（以下、イ号公報と呼ぶ。）に、ブラシレス直流モータの三相電機子

巻線への電流を通電、遮断するインバータと、起動指令手段と、上記起動指令手段の起動指令により同期信号を出力する同期信号発生手段と、上記電機子巻線に誘起された誘起電圧に基づいて磁石回転子と上記電機子巻線との相対位置を検出する位置検出手段と、上記位置検出手段の出力信号のモードが同期信号のモードに対して所定の関係にあるか否かを判別するモード判別手段と、上記同期信号発生手段が出力した同期信号に基づいて上記インバータの駆動信号を生成する一方、上記モード判別手段の判定結果をうけ、上記位置検出手段の出力信号のモードが同期信号のモードに対して所定の関係にある状態が所定期間続いた後は上記位置検出手段の出力信号に基づいて上記インバータの駆動信号を生成する駆動信号生成手段とを備えたことを特徴とするブラシレス直流モータの駆動装置が開示されている。

【0003】以下に、イ号公報に開示の従来のブラシレスモータの駆動制御装置について説明する。

【0004】図35はイ号公報に開示の従来のブラシレスモータの駆動制御装置における強制同期運転から定常センサレス運転に切替える状態を表わす図である。

【0005】図35において、301は固定子巻線に誘起される電圧による位置検出信号から導き出される転流のタイミング信号、302は起動時に強制的に出力される強制同期信号、303は前記位置検出信号と強制同期信号との位相差である。

【0006】上記従来のブラシレスモータの駆動制御装置は、起動時の強制同期信号と、回転状態で検出される固定子巻線に誘起される電圧のゼロクロス点の位置検出信号との位相を略一致させてから、強制同期運転から定常センサレス運転に切替える。前記固定子巻線に誘起される電圧のゼロクロス点による位置検出信号から導き出される転流のタイミング信号と起動の強制同期信号の位相差をなくして、起動の強制同期運転から定常センサレス運転に切替えることにより、起動から安定したセンサレス駆動を実現できる。

【0007】また、負荷増大による回転数変化に対しての転流のタイミングが適正かどうか検知するブラシレスモータの駆動制御装置として、特開昭63-161892号公報（以下、ロ号公報と呼ぶ。）には、モータ端子電圧からフィルタとコンパレータとを用いて位置検出信号を得る方式のブラシレス直流モータにおいて、当該モータへの通電を制御する複数個の半導体スイッチよりなるインバータ部と直流電部との間に設けられた電流検出素子と、前記インバータの入力電流である直流電流を前記電流検出素子により検出し、その電圧の最大値を任意の時定数で保持する手段と、前記最大値に応じて位相量を作成する位置検出信号補正手段とを備え、該位置検出信号補正手段が、前記位置検出信号の位相を、前記最大値に応じた補正位相量を変化させるようにしたことを特徴とするブラシレス直流モータが開示されている。

【0008】以下に、従来の技術において、ロ号公報に開示の従来のブラシレスモータの駆動制御装置について説明する。

【0009】図36はロ号公報に開示の従来のブラシレスモータの駆動制御装置におけるモータ電流波形を示す図である。

【0010】図36において、304はある負荷トルクのもとで回転している時のモータ電流を表わし、305はその時の最大値を保持する為に、ある時定数を持って変動するピーク電流の波形である。

【0011】上記ロ号公報に開示の従来のブラシレスモータの駆動制御装置では、ピーク電流値に応じて、位相シフト量の補正を行ない、負荷変動増大による位置検出信号の位相変化を防止し、適正な転流タイミングを得ることができる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記従来のブラシレスモータの駆動制御装置では、以下のような問題点を有していた。

【0013】（１）低速回転の状態では、固定子巻線に誘起される電圧が小さいため、位置検出信号が検出されない。そのため、転流のタイミング信号が検出されず、前述の起動の強制同期運転からセンサレス運転に切り換える動作の際、固定子巻線に通電する電流の転流のタイミングが適正であるかどうか検知することができない。

【0014】（２）回転数変化に対して、ピーク電流が負荷によるものか、転流のタイミングによるものか分からないため、ピーク電流により一意的に位相シフト量を補正することになり、更に適正な転流のタイミングからかけ離れてしまう場合がある。

【0015】本発明は上記従来の課題を解決するもので、固定子巻線に誘起される電圧が小さい低速回転においても、適正な転流のタイミングに合わせることができ、転流のタイミングが適正な転流のタイミングからかけ離れることのないブラシレスモータの駆動制御装置を提供することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するために本発明のブラシレスモータの駆動制御装置は、三相結線された固定子巻線に一定のタイミングで切り換わる駆動電流が通電され駆動されるブラシレスモータの駆動制御装置であって、（１）ブラシレスモータの駆動電流の相切り換えを行うためのタイミングを発生する強制同期タイミング発生手段と、（２）強制同期タイミング発生手段の発生するタイミングで駆動電流の相切り換えを行う駆動電流切換手段と、（３）全ての固定子巻線に通電される全電流値又は全電流値の時間変化率の絶対値を検出する全電流検出手段、又は、少なくとも一つの固定子巻線に通電される相電流値又は相電流値の時間変化率の絶対値を検出する相電流検出手段と、（４）全電流検出

手段又は相電流検出手段の検出値により強制同期タイミング発生手段の発生する相切り換えを行うためのタイミングを補正する位相差補正手段と、を備えた構成より成る。

【0017】また、本発明のブラシレスモータの駆動制御装置は、三相結線された固定子巻線に一定のタイミングで切り換わる駆動電流が通電され駆動されるブラシレスモータの駆動制御装置であって、(1) 固定子巻線に誘起される誘起電圧が一定の基準電圧と交叉する点であるゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、

(2) ゼロクロス点検出手段により検出されるゼロクロス点の発生のタイミングにより駆動電流の相切り換えを行うためのタイミングを発生する帰還同期タイミング発生手段と、(3) 強制同期タイミング発生手段の発生するタイミングで駆動電流の相切り換えを行う駆動電流切換手段と、(4) 全ての固定子巻線に通電される全電流値又は全電流値の時間変化率の絶対値を検出する全電流検出手段、又は、少なくとも一つの固定子巻線に通電される相電流値又は相電流値の時間変化率の絶対値を検出する相電流検出手段と、(5) 全電流検出手段又は相電流検出手段の検出値により強制同期タイミング発生手段の発生する相切り換えを行うためのタイミングを補正する位相差補正手段と、を備えた構成より成る。

【0018】この構成により、固定子巻線に誘起される電圧が小さい低速回転においても、適正な転流のタイミングに合わせることができ、転流のタイミングが適正な転流のタイミングからかけ離れることのないブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0019】

【発明の実施の形態】本発明の請求項1に記載のブラシレスモータの駆動制御装置は、三相結線された固定子巻線に一定のタイミングで切り換わる駆動電流が通電され駆動されるブラシレスモータの駆動制御装置であって、

(1) ブラシレスモータの駆動電流の相切り換えを行うためのタイミングを発生する強制同期タイミング発生手段と、(2) 強制同期タイミング発生手段の発生するタイミングで駆動電流の相切り換えを行う駆動電流切換手段と、(3) 全ての固定子巻線に通電される全電流値又は全電流値の時間変化率の絶対値を検出する全電流検出手段、又は、少なくとも一つの固定子巻線に通電される相電流値又は相電流値の時間変化率の絶対値を検出する相電流検出手段と、(4) 全電流検出手段又は相電流検出手段の検出値により強制同期タイミング発生手段の発生する相切り換えを行うためのタイミングを補正する位相差補正手段と、を備えた構成としたものであり、この構成により、以下のような作用が得られる。

【0020】(1) 位相差補正手段は、全電流検出手段又は相電流検出手段によりブラシレスモータの固定子巻線に流れる全電流値や相電流値を検出し、その値により転流のタイミングが適正か否かを判断するので、位置検

出信号が検出できなくても転流のタイミングが適正かどうかを検知することができる。

【0021】(2) モータの全電流値や相電流値をフィードバックするため、回転数変化に対しても、ピーク電流が負荷によるものか転流のタイミングが適正でないためかを区別することができ、位相差補正手段により、適正な転流のタイミングに合わせることができる。

【0022】(3) 電流をフィードバックするため、駆動電流切換手段を構成する電気部品の容量の範囲内でモータの起動を行うことができる。

【0023】(4) 電流をフィードバックするため、起動時にブラシレスモータにかかる負荷が変わる場合にも対応することができる。

【0024】(5) 電流をフィードバックするため、駆動電圧が変動する場合にも対応することができる。

【0025】本発明の請求項2に記載のブラシレスモータの駆動制御装置は、三相結線された固定子巻線に一定のタイミングで切り換わる駆動電流が通電され駆動されるブラシレスモータの駆動制御装置であって、(1) 固定子巻線に誘起される誘起電圧が一定の基準電圧と交叉する点であるゼロクロス点を検出するゼロクロス点検出手段と、(2) ゼロクロス点検出手段により検出されるゼロクロス点の発生のタイミングにより駆動電流の相切り換えを行うためのタイミングを発生する帰還同期タイミング発生手段と、(3) 強制同期タイミング発生手段の発生するタイミングで駆動電流の相切り換えを行う駆動電流切換手段と、(4) 全ての固定子巻線に通電される全電流値又は全電流値の時間変化率の絶対値を検出する全電流検出手段、又は、少なくとも一つの固定子巻線に通電される相電流値又は相電流値の時間変化率の絶対値を検出する相電流検出手段と、(5) 全電流検出手段又は相電流検出手段の検出値により強制同期タイミング発生手段の発生する相切り換えを行うためのタイミングを補正する位相差補正手段と、を備えた構成としたものであり、この構成により、以下のような作用が得られる。

【0026】(1) モータの全電流値や相電流値をフィードバックするため、回転数変化に対しても、ピーク電流が負荷によるものか帰還同期タイミング発生手段が発生する転流のタイミングが適正でないためかを区別することができ、位相差補正手段により、適正な転流のタイミングに合わせることができる。

【0027】(2) 電流をフィードバックするため、駆動電流切換手段を構成する電気部品の容量の範囲内でモータを駆動することができる。

【0028】(3) モータの能力(モータに加える電力)を変える際、急激に駆動電圧等を変えても対応することができる。

【0029】請求項3に記載の発明は、請求項1又は2に記載のブラシレスモータの駆動制御装置であって、位

相差補正手段は、全電流検出手段の検出する全電流の相切り換えの一周期におけるピーク値が一定の閾値以上となることにより強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれの発生を検出することを特徴とする構成としたものであり、この構成により、以下のような作用が得られる。

【0030】(1) 位相が合っていないことを的確に判断できる。

【0031】(2) 電流を検出するタイミングを発生する必要がないため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能となる。

【0032】(3) 全電流値により位相差検出を行うため、ブラシレスモータの固定子巻線の抵抗やインダクタンス等のばらつきがあっても影響がない。

【0033】請求項4に記載の発明は、請求項1又は2に記載のブラシレスモータの駆動制御装置であって、全電流検出手段は、駆動電流切換手段が駆動電流の相切り換えを行う直前の全電流値を検出し、位相差補正手段は、全電流検出手段の検出する全電流値が一定の閾値B1以下となることにより強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相が進んでいることを検出し、全電流検出手段の検出する全電流値が一定の閾値B2以上となることにより強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相が遅れていることを検出することを特徴とする構成としたものであり、この構成により、以下のような作用が得られる。

【0034】(1) 位相が合っていないことを的確に判断できる。

【0035】(2) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能となる。

【0036】(3) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段が次に相切り換えを行うタイミングの位相を進める処理をすべきか遅延させる処理をすべきかを判定することが可能となる。

【0037】請求項5に記載の発明は、請求項1又は2に記載のブラシレスモータの駆動制御装置であって、全電流検出手段は、駆動電流切換手段が駆動電流の相切り換えを行った後次の相切り換えを行う前の一定の期間において全電流値の時間変化率の絶対値を検出し、位相差補正手段は、全電流検出手段の検出する全電流値の時間変化率の絶対値が一定の閾値C1以上となることにより強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれを検出することを特徴とする構成としたものであり、この構成により、以下のような作用が得られる。

【0038】(1) 位相が合っていないことを的確に判断できる。

【0039】(2) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能となる。

【0040】請求項6に記載の発明は、請求項1又は2に記載のブラシレスモータの駆動制御装置であって、全電流検出手段は、全電流値の平均電流値又は電流実効値、及び全電流値の交流成分値を検出し、位相差補正手段は、全電流検出手段の検出する交流成分値と平均電流値の比率、又は交流成分値と電流実効値の比率が一定の閾値D1以上となることにより強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれを検出することを特徴とする構成としたものであり、この構成により、以下のような作用が得られる。

【0041】(1) 平均電流値もしくは実効電流値と回転数により負荷を推定でき、なおかつ比率より転流のタイミングの適正度合いを知ることができる。

【0042】(2) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能となる。

【0043】請求項7に記載の発明は、請求項1又は2に記載のブラシレスモータの駆動制御装置であって、相電流検出手段は、少なくとも一つの前記固定子巻線の駆動電流の通電されていない期間のある一定の期間において相電流値の時間変化率の絶対値を検出し、位相差補正手段は、相電流検出手段の検出する相電流値の時間変化率の絶対値が一定の閾値E1以上となることにより強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段の発生する相切り換えのタイミングの位相ずれを検出することを特徴とする構成としたものであり、この構成により、以下のような作用が得られる。

【0044】(1) 最も顕著に転流のタイミングの適正度合いを知ることができる。

【0045】(2) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能となる。

【0046】以下に本発明の一実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0047】(実施の形態1) 図1は本発明の実施の形態1のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図である。

【0048】図1において、101はブラシレスモータのステータ、102u、102v、102wはステータ101内で駆動磁界を発生させる三相結線された固定子巻線、103は固定子巻線102u、102v、102wの発生する磁界により回転駆動される永久磁石回転子、104は固定子巻線102u、102v、102wの各端子U、V、Wに接続され各固定子巻線に流す駆動

電流を生成するドライブ回路、105~110は固定子巻線102u、102v、102wに流す駆動電流 i_u 、 i_v 、 i_w の切り換えを行うコミュテータ素子、111~116はコミュテータ素子105~110のスイッチングにより発生するサージ電圧を解放するフリーホイーリングダイオード、117はステータ101を駆動するための電圧を供給する駆動電源、118は駆動電源117の電圧に重畳するノイズを除去するバイパスコンデンサ、 R_i は全電流値検出抵抗である。

【0049】コミュテータ素子105~107はNPN型トランジスタが用いられ、コミュテータ素子108~110はPNP型トランジスタが用いられる。固定子巻線102u、102v、102wの一端子Oは共通に接続され、他端子U、V、Wはそれぞれ、端子Uはコミュテータ素子105及び108の共通接続点（両素子のコレクタ側）に接続されており、端子Vはコミュテータ素子106及び109の共通接続点（両素子のコレクタ側）に接続されており、端子Wはコミュテータ素子107及び110の共通接続点（両素子のコレクタ側）に接続されている。バイパスコンデンサ118は駆動電源117の両極に接続されており、駆動電源117の負極側は接地されている。また、コミュテータ素子105~107のエミッタ側は駆動電源117の正極側に接続され、コミュテータ素子108~110のコレクタ側は全電流値検出抵抗 R_i を介して接地されている。

【0050】119U、119Lは固定子巻線102u、102v、102wの端子に発生する電圧の中性点の電位（以下、中性電位 V_N と呼ぶ。）を生成する中性電位生成抵抗、120は固定子巻線102u、102v、102wの端子U、V、Wに発生する端子電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と中性電位 V_N とを比較することによりゼロクロス点検出信号 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} を生成し出力するゼロクロス点検出部、120u、120v、120wはそれぞれ端子電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と中性電位 V_N とが入力されゼロクロス点検出信号 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} を出力するコンパレータ、121はドライブ回路104を制御することにより永久磁石回転子103の回転数の制御を行う制御部である。

【0051】中性電位生成抵抗119U及び中性電位生成抵抗119Lとは接続点 O_N において一端が互いに接続されており、中性電位生成抵抗119Uの他端はバイパスコンデンサ118の正極に接続され、中性電位生成抵抗119Lの他端は全電流値検出抵抗 R_i を介して接地されている。中性電位生成抵抗119Uと中性電位生成抵抗119Lとは、互いが接続する接続点 O_N において中性電位 V_N を生成するように抵抗値が調整されている。コンパレータ120u、120v、120wの正入力側は、それぞれ、端子U、V、Wに接続されており、各々の負入力側は接続点 O_N に接続されている。コンパレータ120u、120v、120wは、入力された各

相の端子電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と中性電位 V_N とを比較し、端子電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が中性電位 V_N より大きいときにはそれぞれゼロクロス点検出信号 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} をHIGH状態として出力し、端子電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が中性電位 V_N より小さいときにはそれぞれゼロクロス点検出信号 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} をLOW状態として出力する。制御部121は、コミュテータ素子105~110のベースに接続されており、ドライブ回路104を制御するための六相制御信号UH、UL、VH、VL、WH、WLを生成し出力する。また、制御部121は、コンパレータ120u、120v、120wの出力側に接続されており、永久磁石回転子103の回転数がある一定値以上となりフィードバック制御が可能な状態となると、ゼロクロス点検出部120より入力されるゼロクロス点検出信号 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} に基づき各六相制御信号を生成し出力するフィードバック制御に切り換わる。

【0052】122は、全電流値検出抵抗 R_i の両端の電圧（全電流値検出電圧） V_{Ri} が入力され、全電流値検出電圧 V_{Ri} のピーク電圧 V_{Rip} と一定の閾値電圧 V_{sh} とを比較し、ピーク電圧 V_{Rip} が閾値電圧 V_{sh} を越えたときに、制御部121に対し位相差検知信号 P_{in} を出力する位相差検知回路である。123は全電流値検出電圧 V_{Ri} のピーク値をホールドするピークホールド回路である。123aは制御部121から出力されるリセット信号 R_{out} により、ピークホールド回路123でホールドされた全電流値検出電圧 V_{Ri} のピーク電圧 V_{Rip} を解放するリセットスイッチ素子である。123bはダイオード、123c、123eは抵抗器、123dはコンデンサ、123f、123gがコンパレータである。124はピークホールド回路123によりホールドされた全電流値検出電圧 V_{Ri} のピーク電圧 V_{Rip} と閾値電圧 V_{sh} とを比較しピーク電圧 V_{Rip} が閾値電圧 V_{sh} を越えたときに、位相差検知信号 P_{in} を出力する閾値比較回路である。124aはコンパレータ、124bは閾値電圧 V_{sh} を供給する電圧源である。

【0053】図2は図1の制御部の機能ブロック図である。

【0054】図2において、121は制御部、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} はゼロクロス点検出信号、UH、UL、VH、VL、WH、WLは六相制御信号、 P_{in} は位相差検知信号、 R_{out} はリセット信号であり、これらは図1と同様のものである。

【0055】201は、各相のゼロクロス点検出信号 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} が入力されると各ゼロクロス点の中からサージパルスのゼロクロス点（後述）を除去し誘起電圧のゼロクロス点（後述）のみを抽出し、各相それぞれに対して誘起電圧のゼロクロス点検出信号 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} を出力するゼロクロス点抽出部である。202は、ゼロクロス点検出信号 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} により各相のうちのどれか一つで誘起電圧のゼロクロス点を検出されてか

ら、次に各相のうちのどれか一つでゼロクロス点を検出されるまでの時間間隔（ゼロクロス点時間間隔 T_z ）を検出し出力するゼロクロス点時間間隔計測部である。202aはゼロクロス点検出信号 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} が入力され、各相のうちのどれか一つで誘起電圧のゼロクロス点を検出されたときにゼロクロス点検出信号 V_z を出力する波形合成論理部である。202bは、波形合成論理部202aからゼロクロス点検出信号 V_z が入力されると、その時点で、それ以前に最後にゼロクロス点検出信号 V_z が入力されてからその時点までに経過した時間（すなわち、ゼロクロス点時間間隔 T_z ）を出力する第一時間計測タイマである。203は波形合成論理部202aにより出力されるゼロクロス点検出信号 V_z をトリガとして時間計測を開始し設定された時間（位相シフト時間 T_1 ）を測定しその時間に達したときにフィードバック制御のための転流パルス V_{u2} を出力する第二時間計測タイマ、204は波形合成論理部202aより入力されるゼロクロス点時間間隔 T_z の値から30度位相シフト時間 $T_z/2$ 又は90度位相シフト時間 $3T_z/2$ を算出し必要に応じてその値を補正し位相シフト時間 T_1 として第二時間計測タイマ203に設定する位相シフト量決定部、205は外部より設定された強制同期周期 T_c を計測しその時間に達したときに強制同期制御のための転流パルス V_{u2} を出力する第三時間計測タイマ、206は第三時間計測タイマ205に設定する複数の強制同期周期時間 T_c が記憶されておりそれらのうちの一つを必要に応じて補正し強制同期周期 T_c として第三時間計測タイマ205に設定することにより第三時間計測タイマ205の転流パルス出力のタイミングを制御する強制同期周期制御部、207は第二時間計測タイマ203から入力される転流パルス V_{u2} 又は第三時間計測タイマ205から入力される転流パルス V_{u2} により六相制御信号 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} の切り換え制御を行う転流制御部、208は転流制御部207により出力される六相制御信号 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} が入力され電流増幅をし六相制御信号 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L を出力する駆動ベース信号バッファ部である。209は転流制御部207の入力を転流パルス V_{u1} から転流パルス V_{u2} へ又は転流パルス V_{u2} から転流パルス V_{u1} へ切り換える制御を行う切換制御部である。

【0056】ゼロクロス点抽出部201には、検出されたゼロクロス点サージパルスの立ち上がりにより生じたゼロクロス点か、サージパルスの立ち下がりにより生じたゼロクロス点か、誘起電圧によるゼロクロス点かを判別するための波形処理フラグ J が記憶されている。 $J=0$ はゼロクロス点未検出の状態を表し、 $J=1$ はサージパルスの立ち上がりを検出した状態を表し、 $J=2$ はサージパルスの立ち下がりを検出した状態を表し、 $J=3$ は誘起電圧によるゼロクロス点を検出した状態を表

す。

【0057】210は閾値比較回路124より位相差検知信号 P_{in} が入力されており、位相差検知信号 P_{in} によりピーク電圧 V_{rip} が閾値電圧 V_{sh} を越えたことが検出されたとき、位相が進んでいるか又は位相が遅れているか若しくは補正の必要はないかの判定を行い、判定結果を位相シフト量決定部204に出力する位相差判定部である。

【0058】位相差判定部210は位相差検知信号 P_{in} の信号を受け、位相差検知信号 P_{in} がHIGH状態のとき全電流値検出電圧 V_{ri} をA/D入力する。このとき、ゼロクロス点の時点における V_{ri} の値と転流の時点における V_{ri} の値とを比較し、ゼロクロス点の時点における V_{ri} の値の方が大きい場合には位相が進んでいると判定し、転流の時点における V_{ri} の値の方が大きい場合には位相が遅れていると判定する。

【0059】211は、位相シフト量決定部204より位相シフト時間時間が出力されるとリセット信号 R_{out} を出力するリセット信号発生部である。212は位相差判定部210に位相差検知信号 P_{in} の検出を許可する電流値検知許可部である。

【0060】位相シフト量決定部204より位相シフト時間が出力されると、リセット信号発生部よりリセット信号が出力され、電流値検知許可部212は、このリセット信号を受け、ピークホールド回路の時定数以上の時間が経過した後、位相差判定部210に位相差検知信号 P_{in} の検出を許可する。

【0061】位相シフト量決定部204は、位相差判定部210より入力される判定結果が位相が遅れているという判定の場合、30度位相シフト時間を $T_z/2 - \Delta T_z$ 又は90度位相シフト時間 $3T_z/2 - \Delta T_z$ としその値を位相シフト時間 T_1 として第二時間計測タイマ203に設定する。また、位相差判定部210より入力される判定結果が位相が進んでいるという判定の場合、30度位相シフト時間を $T_z/2 + \Delta T_z$ 又は90度位相シフト時間 $3T_z/2 + \Delta T_z$ としその値を位相シフト時間として第二時間計測タイマ203に設定する。ここで、 ΔT_z は T_z の大きさや閾値電圧 V_{sh} の大きさにより計算され決定される値である。

【0062】また、強制同期周期制御部206は、位相差判定部210より入力される判定結果が位相が遅れているという判定の場合、強制同期周期 T_c を $T_c - \Delta T_c$ とし第三時間計測タイマ205に設定する。また、位相差判定部210より入力される判定結果が位相が進んでいるという判定の場合、強制同期周期 T_c を $T_c + \Delta T_c$ とし第二時間計測タイマ203に設定する。ここで、 ΔT_c は T_c の大きさや閾値電圧 V_{sh} の大きさにより計算され決定される値である。

【0063】以上のように構成された本実施の形態のブラシレスモータの駆動制御装置について、以下その動作

を説明する。

【0064】まず、最初に強制同期制御を行う場合について説明する。

【0065】図3は実施の形態1のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャートであり、図4は六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における図1及び図2の各電圧値及び電流値の時間変化を表す図であり、図5は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における図1及び図2の各電圧値及び電流値の時間変化を表す図であり、図6は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における図1及び図2の各電圧値及び電流値の時間変化を表す図である。

【0066】図4乃至図6において、 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L は六相制御信号、 V_{r1} は転流パルス V_{r1} 又は転流パルス V_{r2} 、 i_u 、 i_v 、 i_w は駆動電流、 V_{ri} は全電流値検出電圧、 V_{00} はゼロクロス点検出信号であり、これらは図1及び図2において説明したものと同様のものである。

【0067】 A_u 、 A_v 、 A_w はそれぞれ、U相、V相、W相の転流点（サージパルスの立ち上がり点）、 B_u 、 B_v 、 B_w はそれぞれ、U相、V相、W相のサージパルスの立ち下がり点、 C_u 、 C_v 、 C_w はそれぞれ、U相、V相、W相の誘起電圧のゼロクロス点である。また、 S はサージ電圧パルスであり、コミュテータ素子105、106、107、108、109、110の切り換えにより固定子巻線102u、102v、102wに誘起される逆起電圧がフリーホイーリングダイオード111、112、113、114、115、116を通して解放されるときに端子電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に現れる電圧パルスである。

【0068】最初の状態として、切換制御部209は転流制御部207の入力を転流パルス V_{r2} となる状態に転流制御部207を設定しているとする。

【0069】この状態において、強制同期周期時間 T_1 は T_c に設定されているとする（S1）。まず、強制同期周期制御部206は、強制同期周期時間 T_1 を第三時間計測タイマ205に設定し（S2）、第三時間計測タイマ205をスタートする（S3）。第三時間計測タイマ205は、スタートされてからの時間 t を計測し、 $t \geq T_2$ となったとき（S4）転流制御部207及び強制同期周期制御部206に対し転流パルス V_{r2} を出力し、転流制御部207は、転流パルス V_{r2} が入力されると六相制御信号 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L の相切り換えを行う（S5）。

【0070】次に、強制同期周期制御部206は位相差判定部210から入力される判定結果を検出し（S6）、位相ずれがないという判定の場合、強制同期周期を $T_2 = T_c$ のままにして（S6a）、ステップS2に戻

り、以降、上記ステップS2～ステップS6と同様の動作を繰り返す。

【0071】ステップS6において、位相ずれがある場合は、位相が進んでいるという判定の場合（S7）、強制同期周期を $T_2 = T_c + \Delta T$ として第三時間計測タイマ205に設定し（S8）、ステップS2に戻る。また、位相が遅れているという判定の場合（S7）、強制同期周期を $T_2 = T_c - \Delta T$ として第三時間計測タイマ205に設定し（S9）、ステップS2に戻る。以降は、上記ステップS2～ステップS6と同様の動作を繰り返す。

【0072】以上のような動作により、六相制御信号のある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間（強制同期周期 T_2 ）が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間（強制同期周期 T_2 ）が短縮されるため、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0073】次に、位相ずれの検出を行う動作について説明する。

【0074】図1において、ピークホールド回路123には全電流検出抵抗 R_1 の両端電圧 V_{ri} が常に入力されている。ピークホールド回路123は、全電流検出抵抗 R_1 の両端電圧 V_{ri} のピーク値をホールドし、ピーク電圧 V_{rip} として閾値比較回路124に出力している。このとき、 R_{out} はLOW状態であるとする。閾値比較回路124は、入力されるピーク電圧 V_{rip} と閾値電圧 V_{sh} とを比較し、ピーク電圧 V_{rip} が閾値電圧 V_{sh} を越えたときは位相差検知信号 P_{in} をHIGH状態として出力し、それ以外の場合には位相差検知信号 P_{in} をLOW状態として出力する。

【0075】六相制御信号の相切り換えのタイミングが適正な場合、駆動電流 i_u 、 i_v 、 i_w の電流波形は図4（h）～（j）のような波形となり、全電流値検出電圧 V_{ri} の波形は図4（k）のようになる。それに対し、六相制御信号の位相が適正な切り換えのタイミングよりも遅れている場合、駆動電流 i_u の電流波形は図5（c）のような波形となり、全電流値検出電圧 V_{ri} の波形は図5（d）のようになる。また、六相制御信号の位相が適正な切り換えのタイミングよりも進んでいる場合、駆動電流 i_u の電流波形は図6（c）のような波形となり、全電流値検出電圧 V_{ri} の波形は図6（d）のようになる。図5（d）及び図6（d）において、実線で示した波形が六相制御信号の位相が遅れた場合及び進んだ場合の全電流値検出電圧 V_{ri} の波形を表し、点線で示した波形が六相制御信号の相切り換えのタイミングが適正な場合の全電流値検出電圧 V_{ri} の波形を表す。

【0076】このように、六相制御信号の位相が遅れた場合及び進んだ場合、転流点 A_u 、 A_v 、 A_w の直前にお

ける全電流値は、六相制御信号の相切り換えのタイミングが適正な場合に比べ大きくなる。従って、閾値電圧 V_{sh} を、六相制御信号の相切り換えのタイミングが適正な場合のピーク電圧 V_{rip} の最大値より大きい値に設定しておくことにより、位相差検知信号 P_{in} による位相ずれの検出が可能となる。

【0077】図7は図1の制御部の位相ずれ検出動作を表すフローチャートである。

【0078】まず、位相差判定部210は、電流値検知許可部212が位相差検知信号 P_{in} の検出を許可するまで待機する(S10)。

【0079】位相シフト量決定部204より位相シフト時間が出力されると、リセット信号発生部よりリセット信号が出力され、電流値検知許可部212は、このリセット信号を受け、ピークホールド回路の時定数以上の時間が経過した後、位相差判定部210に位相差検知信号 P_{in} の検出を許可する。

【0080】位相差検知信号 P_{in} の検出が許可されると(S10)、位相差判定部210は位相差検知信号 P_{in} がHIGH状態か否かを判定し(S11)、位相差検知信号 P_{in} がLOW状態の場合、位相差判定部210は位相ずれがないという判定結果を出力する(S12)。位相差検知信号 P_{in} がHIGH状態の場合(S11)、位相差判定部210は位相が進んでいるか遅れているかを判定する(S13)。

【0081】このとき、位相差判定部210は位相差検知信号 P_{in} の信号を受け、位相差検知信号 P_{in} がHIGH状態のとき全電流値検出電圧 V_{ri} をA/D入力する。ゼロクロス点の時点における V_{ri} の値と転流の時点における V_{ri} の値とを比較し、ゼロクロス点の時点における V_{ri} の値の方が大きい場合には位相が進んでいると判定し、転流の時点における V_{ri} の値の方が大きい場合には位相が遅れていると判定する。

【0082】位相が進んでいる場合、位相差判定部210は位相が進んでいるという判定結果を位相シフト量決定部204及び強制同期周期制御部206に出力し(S14)、位相が遅れている場合、位相差判定部210は位相が遅れているという判定結果を位相シフト量決定部204及び強制同期周期制御部206に出力する(S15)。

【0083】その後、リセット信号発生部211がリセットスイッチ素子123a、位相差判定部210、電流値検知許可部212にリセット信号 R_{out} をHIGH状態として出力し(S16)一定時間後LOW状態に戻し、再び、ステップS10の動作に戻り、上記ステップS10～S16と同様な動作を繰り返す。

【0084】リセット信号 R_{out} がHIGH状態となると、リセットスイッチ素子123aは、ホールドされていたピーク電圧を解放し、位相差判定部210は、判定結果をクリアし、電流値検知許可部212は位相差検知

信号 P_{in} の検出を不許可状態とする。

【0085】次に、図2のゼロクロス点抽出部201の動作について説明する。

【0086】図8は図2のゼロクロス点抽出部201の動作を表すフローチャートである。

【0087】ゼロクロス点抽出部201は、内部のメモリにU相、V相、W相のそれぞれに対応して波形処理フラグJが記憶されており、波形処理フラグJの値は、各相の固定子巻線102u、102v、102wに駆動電流 i_u 、 i_v 、 i_w が通電されている時(例えば、図4(1)に示した時刻 t_0)には0に設定されているものとする。

【0088】例えば、固定子巻線102uにより転流点 A_u においてゼロクロス点が検出され、ゼロクロス点検出信号 V_{u0} が出力されたとすると、ゼロクロス点抽出部201は、波形処理フラグJの値を1増加させ $J=1$ とする(S20)。ここでは、 $J \neq 3$ なので(S21)、ゼロクロス点抽出部201はなにもせず終了する(S24)。次に、固定子巻線102uにより転流点 B_u においてゼロクロス点が検出され、ゼロクロス点検出信号 V_{u0} が出力されたとすると、ゼロクロス点抽出部201は、波形処理フラグJの値を1増加させ $J=2$ とする(S20)。ここでは、 $J \neq 3$ なので(S21)、ゼロクロス点抽出部201はなにもせず終了する(S24)。次に、固定子巻線102uにより転流点 C_u においてゼロクロス点が検出され、ゼロクロス点検出信号 V_{u0} が出力されたとすると、ゼロクロス点抽出部201は、波形処理フラグJの値を1増加させ $J=3$ とする(S20)。ここでは、 $J=3$ なので(S21)、ゼロクロス点抽出部201はゼロクロス点検出信号 V_{u0} を出力し(S22)、波形処理フラグJの値を0に戻し(S23)、終了する(S24)。

【0089】固定子巻線102v、102wによりゼロクロス点が検出された場合にも、同様の動作を行う。

【0090】以上の動作により、ゼロクロス点抽出部201は、固定子巻線102u、102v、102wにより検出されたゼロクロス点からサージ電圧パルスの立ち上がりのゼロクロス点 A_u 、 A_v 、 A_w 及びサージ電圧パルスの立ち下りのゼロクロス点 B_u 、 B_v 、 B_w を除去し、誘起電圧によるゼロクロス点 C_u 、 C_v 、 C_w のみを抽出し、ゼロクロス点検出信号 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} を出力する。

【0091】次に、フィードバック制御を行う場合の動作について説明する。

【0092】図9は実施の形態1のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャートである。ここでは、例として誘起電圧のゼロクロス点から30度位相シフトさせて六相制御信号の相切り換えを行う場合について説明する。また、フィードバック制御状態においては、転流制御部207の

入力を転流パルス V_u となる状態に転流制御部 207 を設定しているとする。

【0093】まず、ゼロクロス点間隔計測部 202 はゼロクロス点抽出部 201 が誘起電圧のゼロクロス点を検出するまで待機する (S31)。ゼロクロス点抽出部 201 が U 相、V 相、W 相の何れかの相において誘起電圧のゼロクロス点を検出し、ゼロクロス点検出信号 V_u 、 V_v 、 V_w の何れかを出力した場合 (S31)、波形合成論理部 202a はゼロクロス点検出信号 V_z を第一時間計測タイマ 202b 及び第二時間計測タイマ 203 に出力する。第一時間計測タイマ 202b は、ゼロクロス点検出信号 V_z が入力されると位相シフト量決定部 204 に現在の時間計測値 T_z を出力すると共にタイマ値をクリアし時間計測を再スタートさせる。第二時間計測タイマ 203 はゼロクロス点検出信号 V_z が入力されるとタイマ値 t_2 をクリアし時間計測を再スタートさせる (S32)。

【0094】次に、位相シフト量決定部 204 は、位相差判定部 210 から入力される判定結果を検出し、位相ずれがないという判定の場合 (S33)、位相シフト時間 T_1 を $T_z/2$ (30° 位相シフトの場合。) とし第二時間計測タイマ 203 に設定する (S37)。また、位相差判定部 210 から入力される判定の結果、位相ずれがある場合であって (S33)、位相が進んでいるという判定の場合 (S34)、位相シフト量決定部 204 は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 + \Delta T_z$ とし第二時間計測タイマ 203 に設定し (S35)、また、位相が遅れているという判定の場合 (S34)、位相シフト量決定部 204 は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 - \Delta T_z$ とし第二時間計測タイマ 203 に設定する (S36)。尚、位相ずれの検出動作については、すでに説明した通りである。

【0095】次に、位相シフト量決定部 204 はリセット信号発生部 211 に対してリセット信号 R_{out} を出力するように指令し、リセット信号発生部 211 はリセットスイッチ素子 123a、位相差判定部 210、電流値検知許可部 212 にリセット信号 R_{out} を出力する。

【0096】次に、第二時間計測タイマ 203 は計測時間 t_2 が上記設定された位相シフト時間 T_1 に達するまで待機し (S39)、計測時間 t_2 が位相シフト時間 T_1 を越えると、転流制御部 207 に転流パルス V_u を出力する (S40)。転流制御部 207 は、転流パルス V_u が入力されると六相制御信号 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L の相切り換えを行う。以下は、ステップ S31 に戻り、上記ステップ S31～S40 の動作を繰り返す。

【0097】このような動作により、六相制御信号をある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間 (位相シフト時間 T_1) が延長され、六相制

御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間 (位相シフト時間 T_1) が短縮される。これにより、六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0098】(実施の形態 2) 図 10 は本発明の実施の形態 2 のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図である。

【0099】図 10 において、101 はステータ、102u、102v、102w は固定子巻線、103 は永久磁石回転子、104 はドライブ回路、105～110 はコミュテータ素子、111～116 はフリーホイーリングダイオード、117 は駆動電源、118 はバイパスコンデンサ、119U、119L は中性電位生成抵抗、120 はゼロクロス点検出部、120u、120v、120w はコンパレータ、121 は制御部、 R_t は全電流値検出抵抗、 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L は六相制御信号、 V_n は中性電位、 V_u 、 V_v 、 V_w は端子電圧、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} はゼロクロス点検出信号、 i_u 、 i_v 、 i_w は駆動電流、U、V、W、O は端子であり、これらは図 1 と同様のものである。

【0100】220 は全電流値検出抵抗 R_t の両端電圧 (全電流値検出電圧) V_{Rt} の転流直前の値が下限値電圧 V_{B1} (電流下限値 B1) より大きいこと及び上限値電圧 V_{B2} (電流上限値 B2) より小さいことを検出することでドライブ回路 104 に供給する電流値が一定の範囲内にあるか否かを検出する全電流閾値判定回路、221 及び 223 はコンパレータ、222 は両端電圧 V_{Rt} の下限値電圧 V_{B1} を供給する電圧源、224 は両端電圧 V_{Rt} の上限値電圧 V_{B2} を供給する電圧源である。

【0101】コンパレータ 221 のプラス側入力端子には全電流値検出電圧 V_{Rt} が入力され、マイナス側入力端子には下限値電圧 V_{B1} が入力され、比較結果 D_{11} が制御部 121 に出力される。また、コンパレータ 223 のマイナス側入力端子には全電流値検出電圧 V_{Rt} が入力され、プラス側入力端子には上限値電圧 V_{B2} が入力され、比較結果 D_{12} が制御部 121 に出力される。

【0102】図 11 は図 10 の制御部の機能ブロックを表す図である。

【0103】図 11 において、121 は制御部、201 はゼロクロス点抽出部、202 はゼロクロス点間隔計測部、202a は波形合成論理部、202b は第一時間計測タイマ、203 は第二時間計測タイマ、204 は位相シフト量決定部、205 は第三時間計測タイマ、206 は強制同期周期制御部、207 は転流制御部、208 は駆動ベース信号バッファ部、209 は切換制御部、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} 、 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_z はゼロクロス点検出信号、 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L 、 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} は六相制御信号、 T_z はゼロクロス点時間間隔、 V_{u1} 、 V_{12} は転流パルスであり、これらは図 2 と同様のものである。

【0104】230は入力される比較結果 D_{11} 、 D_{12} に基づき六相制御信号の切り換えタイミングの位相遅れ又は位相進みを検出する位相差検出部、231は位相シフト量決定部204又は強制同期周期制御部206により設定された時間を計測しその時間に達すると位相差検出部230に対し位相差検出タイミング信号を出力する位相差検出用タイマである。

【0105】以上のように構成された本実施の形態のブラシレスモータの駆動制御装置において、以下、その駆動制御方法を説明する。

【0106】強制同期制御状態又はフィードバック制御状態においてブラシレスモータが駆動制御されている場合、各部の電圧又は電流波形は図4～図6に示したような波形となる。

【0107】図12(a)は六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における全電流検出電圧 V_{R1} の時間変化を表す図であり、図12

(b)は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における全電流検出電圧 V_{R1} の時間変化を表す図であり、図12(c)は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における全電流検出電圧 V_{R1} の時間変化を表す図である。

【0108】図12において、各状態における全電流検出電圧 V_{R1} の波形は転流点 A_1 と次の転流点 A_2 までの間の1周期分を示す。また、CはU相、V相、W相の何れかの相における誘起電圧のゼロクロス点である。

【0109】六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態においては、図12(a)に示したように、誘起電圧のゼロクロス点Cから時間 T_3

$(1/2 \times (\text{一周期}) \times 0.9 < T_3 < 1/2 \times (\text{一周期}))$ だけ遅れた点(転流点 A_2 の直前の点)Dにおける全電流検出電圧 V_{R1} の値 V_D は、下限電圧 V_{B1} と上限電圧 V_{B2} との中間の値となる。

【0110】なお、図12に示す T_3 も T_4 も、何れも位相差検出タイミング遅延時間であるが、 T_3 はフィードバック制御モード時におけるゼロクロス点からの遅延時間を示し、 T_4 は強制同期モード時における転流点からの遅延時間を示す点で相違する。

【0111】六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態においては、図12(b)に示したように、転流点 A_2 の直前の点Dにおける全電流検出電圧 V_{R1} の値 V_D は、上限電圧 V_{B2} よりも大きい値となる。

【0112】六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態においては、図12(c)に示したように、転流点 A_2 の直前の点Dにおける全電流検出電圧 V_{R1} の値 V_D は、下限電圧 V_{B1} よりも小さい値となる。

【0113】従って、点Dにおける全電流検出電圧 V_{R1} の値 V_D を下限電圧 V_{B1} 及び上限電圧 V_{B2} で閾値判定す

ることにより六相制御信号の位相の永久磁石回転子の回転の位相に対する遅れ及び進みを検出することができる。

【0114】図13は実施の形態2のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャートであり、図14は図11の位相差検出部の動作を表すフローチャートである。

【0115】切換制御部209により転流制御部207の入力が転流パルス V_{12} に設定された強制同期制御状態において、強制同期周期制御部206は初期状態として強制同期周期 T_2 を T_c に設定し、位相差検出タイミング遅延時間 T_4 を αT_2 に設定しているとする(S50)。

【0116】ここで、 α は定数であり、 $0.95 < \alpha < 1$ の範囲で適当な値に設定される。

【0117】まず、強制同期周期制御部206は強制同期周期 T_2 を第三時間計測タイマ205に設定し時間計測をスタートさせる(S51)。また、位相差検出タイマ231に位相差検出タイミング遅延時間 T_4 を設定し時間計測をスタートさせる(S52)。

【0118】次に、第三時間計測タイマ205は、その計測時間 t_2 が設定された強制同期周期 T_2 に達するまで待機し(S53)、 $t_2 \geq T_2$ となったときに転流パルス V_{12} を転流制御部207及び強制同期周期制御部206に対して出力する(S54)。転流制御部207は、転流パルス V_{12} が入力されると六相制御信号 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} の相切り換えを行い、これにより駆動電流 i_u 、 i_v 、 i_w の相切り換えが行われる(S55)。

【0119】強制同期周期制御部206は、転流パルス V_{12} が入力されると、位相差検出部230に検出結果の出力要求を行い、位相差検出部230の位相差の検出結果を入力する。その結果、位相ずれがない場合(S56)、強制同期周期 T_2 を T_c に設定する(S60)。一方、位相ずれがある場合(S56)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいるときには(S57)、 $T_2 = T_c + \Delta T_c$ に設定し(S58)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも遅れているときには(S57)、 $T_2 = T_c - \Delta T_c$ に設定する(S59)。

【0120】次いで、強制同期周期制御部206は位相差検出タイミング遅延時間 T_4 を αT_2 に設定し(S61)、ステップS51に戻り、上記ステップS51～S61と同様の動作を繰り返す。

【0121】ここで、位相差検出部230は図14に示したような動作を行う。

【0122】まず、位相差検出タイマ231に位相差検出タイミング遅延時間 T_4 が設定され時間計測がスタートされると、位相差検出タイマ231は計測時間 t_4 が位相差検出タイミング遅延時間 T_4 に達するまで待機し(S70)、 $t_4 \geq T_4$ となった時点で位相差検出タイミ

10

20

30

40

50

ング信号を位相差検出部 230 に出力する (S71)。

【0123】位相差検出部 230 は、位相差検出タイミング信号が入力されると、コンパレータ 221 から入力された比較結果 D_{11} を検出し、 D_{11} が HIGH 状態の場合 (S72)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいると判定する (S73)。また、 D_{11} が LOW 状態の場合 (S72)、位相差検出部 230 はコンパレータ 223 から入力された比較結果 D_{12} を検出し、 D_{12} が HIGH 状態の場合 (S74)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも遅れていると判定し (S75)、 D_{11} が LOW 状態の場合 (S74)、六相制御信号の転流のタイミングは適正であると判定する (S76)。

【0124】次いで、判定結果の出力要求を待ち (S77)、出力要求があれば、上記判定結果を位相差検出結果として出力する (S78)。

【0125】以上のような動作により、六相制御信号をある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間 (強制同期周期 T_2) が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間 (強制同期周期 T_2) が短縮される。これにより、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0126】次に、フィードバック制御を行う場合の動作について説明する。

【0127】図 15 は実施の形態 2 のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャートである。ここでは、例として誘起電圧のゼロクロス点から 30 度位相シフトさせて六相制御信号の相切り換えを行う場合について説明する。また、フィードバック制御状態においては、転流制御部 207 の入力を転流パルス V_u となる状態に転流制御部 207 を設定しているとする。

【0128】まず、ゼロクロス点間隔計測部 202 はゼロクロス点抽出部 201 が誘起電圧のゼロクロス点を検出するまで待機する (S81)。ゼロクロス点抽出部 201 が U 相、V 相、W 相の何れかの相において誘起電圧のゼロクロス点を検出し、ゼロクロス点検出信号 V_u 、 V_v 、 V_w の何れかを出力した場合 (S81)、波形合成論理部 202a はゼロクロス点検出信号 V_z を第一時間計測タイマ 202b に出力する。またこのとき、第一時間計測タイマ 202b は、位相シフト量決定部 204 に現在の時間計測値 T_z を出力すると共にタイマ値をクリアし時間計測を再スタートさせる (S82)。

【0129】次に、位相シフト量決定部 204 は、位相差検出部 230 に位相差検出結果を要求し、位相差検出部 230 から入力される判定結果を検出し、位相ずれがないという判定の場合 (S83)、位相シフト時間 T_1 を $T_z/2$ とし第二時間計測タイマ 203 に設定する

(S87)。また、位相差検出部 230 から入力される判定の結果、位相ずれがある場合 (S83)、位相が進んでいるという判定のときには (S84)、位相シフト量決定部 204 は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 + \Delta T_z$ とし第二時間計測タイマ 203 に設定し (S85)、また、位相が遅れているという判定のときには (S84)、位相シフト量決定部 204 は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 - \Delta T_z$ として第二時間計測タイマ 203 に設定する (S86)。尚、位相差検出部 230 の位相ずれの検出動作については、強制同期制御状態の場合に説明した動作と同様である。

【0130】次に、位相シフト量決定部 204 は、位相差検出タイミング遅延時間 T_3 を βT_1 ($0.9 < \beta < 1$) に設定し (S88)、位相差検出タイマ 231 に位相差検出タイミング遅延時間 T_3 を設定した後、位相差検出タイマ 231 の時間計測をスタートさせる (S89)。また、位相シフト量決定部 204 は、第二時間計測タイマ 203 のタイマ値 t_2 をクリアし時間計測を再スタートさせる (S90)。

【0131】次に、第二時間計測タイマ 203 は計測時間 t_2 が上記設定された位相シフト時間 T_1 に達するまで待機し (S91)、計測時間 t_2 が位相シフト時間 T_1 を越えると、転流制御部 207 に転流パルス V_u を出力する (S92)。転流制御部 207 は、転流パルス V_u が入力されると六相制御信号 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L の相切り換えを行う (S93)。以下は、ステップ S81 に戻り、上記ステップ S81～S93 の動作を繰り返す。

【0132】このような動作により、六相制御信号をある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間 (位相シフト時間 T_1) が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間 (位相シフト時間 T_1) が短縮されるため、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0133】(実施の形態 3) 図 16 は本発明の実施の形態 3 のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図である。

【0134】図 16 において、101 はステータ、102u、102v、102w は固定子巻線、103 は永久磁石回転子、104 はドライブ回路、105～110 はコミュテータ素子、111～116 はフリーホイーリングダイオード、117 は駆動電源、118 はバイパスコンデンサ、119U、119L は中性電位生成抵抗、120 はゼロクロス点検出部、120u、120v、120w はコンパレータ、121 は制御部、 R_i は全電流値検出抵抗、 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L は六相制御信号、 V_N は中性電位、 V_u 、 V_v 、 V_w は端子電圧、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} はゼロクロス点検出信号、 i_u 、 i_v 、

i_v は駆動電流、U、V、W、O は端子であり、これらは図 1 と同様のものである。

【0135】240 はアンプであり、全電流検出抵抗 R_i の両端にかかる端子電圧 V_{ri} を増幅した全電流検出信号 A_i を、制御部 121 に出力する。240a は差動アンプ、204b、204c は抵抗器である。

【0136】図 17 は図 16 の制御部の機能ブロックを表す図である。

【0137】図 17 において、121 は制御部、201 はゼロクロス点抽出部、202 はゼロクロス点間隔計測部、202a は波形合成論理部、202b は第一時間計測タイマ、203 は第二時間計測タイマ、204 は位相シフト量決定部、205 は第三時間計測タイマ、206 は強制同期周期制御部、207 は転流制御部、208 は駆動ベース信号バッファ部、209 は切換制御部、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} 、 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_z はゼロクロス点検出信号、 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L 、 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} は六相制御信号、 T_z はゼロクロス点時間間隔、 V_{u1} 、 V_{v1} は転流パルスであり、これらは図 2 と同様のものである。

【0138】241 はアンプ 240 より入力される全電流検出信号 A_i をデジタル値 A_{ID} に変換し出力する A/D 変換部、242 は A/D 変換部 241 から出力される全電流検出信号 A_{ID} を記憶するシフトレジスタからなる電流値記憶部、243 は電流値記憶部 242 に記憶された全電流検出信号 A_{ID} の時間差分の絶対値を計算することにより全電流検出値の時間変化率の絶対値 $A_{I'}$ を計算するとともに全電流検出信号 A_{ID} の時間差分の符号を出力する時間変化演算部、244 は時間変化演算部 243 の出力する時間変化率の絶対値 $A_{I'}$ を閾値 C_1 と比較し六相制御信号の切り換えタイミングが適正であるか否かを判定し併せて全電流検出信号 A_{ID} の時間差分の符号を検出する位相差検出部である。なお、位相差検出部 244 では全電流検出信号 A_{ID} の時間差の符号を検出しているが、これは位相差検出部 244 内の位相の進み遅れ検出判定部としての一形態にすぎない。そして、位相の進み遅れ検出判定部はこの他のものを採用することも可能である。245 は、時間計測を開始すると同時に位相差検出部 244 に検出開始信号を出力し、計測時間が外部から設定された検出時間に達すると位相差検出部 244 に検出終了信号を出力する検出時間計測タイマである。246 は、強制同期周期制御部 206 により設定される検出開始時間を計測し、検出開始時間に達すると検出時間計測タイマ 245 の時間計測を開始させる検出開始時間計測タイマである。

【0139】位相差検出部 244 は、検出時間計測タイマ 245 により検出開始信号が入力されると、判定結果をクリアし、時間変化演算部 243 の出力する時間変化率の絶対値 $A_{I'}$ の閾値 C_1 による判定を開始する。このとき、時間変化率の絶対値 $A_{I'}$ が閾値 C_1 以下であ

れば、六相制御信号の切り換えタイミングが適正であると判定し、時間変化率の絶対値 $A_{I'}$ が閾値 C_1 を越えた場合、位相ずれが発生したと判定する。この判定結果は、位相シフト量決定部 204 又は強制同期周期制御部 206 により検出結果出力要求がされたときに、位相差検出結果として出力する。また、検出時間計測タイマ 245 より検出終了信号が入力されたとき、上記閾値判定を停止する。

【0140】検出時間計測タイマ 245 はゼロクロス点間隔計測部 202 からゼロクロス点検出信号 V_z が入力されたとき又は検出開始時間計測タイマ 246 の指令により時間計測を開始し、位相差検出部 244 に検出開始信号を出力する。

【0141】以上のように構成された本実施の形態のブラシレスモータの駆動制御装置において、以下、その駆動制御方法を説明する。

【0142】強制同期制御状態又はフィードバック制御状態においてブラシレスモータが駆動制御されている場合、各部の電圧又は電流波形は図 4～図 6 に示したような波形となる。

【0143】図 18 (a) は六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_{ri}/dt|$ の時間変化を表す図であり、図 18 (b) は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_{ri}/dt|$ の時間変化を表す図であり、図 18 (c) は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_{ri}/dt|$ の時間変化を表す図である。

【0144】図 18 において、各状態における全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_{ri}/dt|$ の波形は転流点 A_1 と次の転流点 A_2 までの間の 1 周期分を示す。また、C は U 相、V 相、W 相の何れかの相における誘起電圧のゼロクロス点である。

【0145】六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態においては、図 18 (a) に示したように、誘起電圧のゼロクロス点 C から時間 T_1 だけ遅れた点 (転流点 A_2 の直前の点) D までの全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_{ri}/dt|$ の値は、閾値 C_1 よりも小さい値となる。

【0146】六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態においては、図 18 (b) に示したように、誘起電圧のゼロクロス点 C から転流点 A_2 の直前の点 D までの全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_{ri}/dt|$ の値は、閾値 C_1 よりも大きい値となる。そして、このとき時間変化率の符号は正の値となる。

【0147】六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態においては、図 18 (c) に示

したように、誘起電圧のゼロクロス点Cから転流点A₂の直前の点Dまでの全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_m/dt|$ の値は、閾値C1よりも大きい値となる。そして、このとき時間変化率の符号は負の値となる。

【0148】従って、点Cから点Dまでの全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_m/dt|$ の値を閾値C1で閾値判定することにより六相制御信号の位相の永久磁石回転子の回転の位相に対する遅れ及び進みを検出することができる。

【0149】図19は実施の形態3のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャートであり、図20は実施の形態3のブラシレスモータの駆動制御装置の位相差検出時の動作を表すフローチャートである。

【0150】切換制御部209により転流制御部207の入力が転流パルスV_{u2}に設定された強制同期制御状態で、強制同期周期制御部206は初期状態として強制同期周期T₂をT_eに設定し、位相差検出時間T_sを $\alpha T_2/2$ に設定しているとする(S100)。

【0151】ここで、 α は定数であり、 $0.9 < \alpha < 1$ の範囲で適当な値に設定される。

【0152】まず、強制同期周期制御部206は強制同期周期T₂を第三時間計測タイマ205に設定し時間計測をスタートさせる(S101)。また、検出時間計測タイマ245に位相差検出時間T_sを設定する(S102)。更に、検出開始時間計測タイマ246に検出開始までの遅延時間T₂/2を設定し時間計測をスタートさせる(S103)。

【0153】検出開始時間計測タイマ246は、計測時間t₆が設定された遅延時間T₂/2に達するまで待機し(S104)、t₆ ≥ T₂/2となったときに検出時間計測タイマ245の時間計測をスタートさせる(S105)。このとき、検出時間計測タイマ245は位相差検出部244に検出開始信号を出力し、位相差検出部244の閾値判定が開始される。

【0154】次に、第三時間計測タイマ205は、計測時間t₂が設定された強制同期周期T₂に達するまで待機し(S106)、t₂ ≥ T₂となったときに転流パルスV_{u2}を転流制御部207及び強制同期周期制御部206に出力する(S107)。転流制御部207は、転流パルスV_{u2}が入力されると六相制御信号U_{H0}、U_{L0}、V_{H0}、V_{L0}、W_{H0}、W_{L0}の相切り換えを行い、これにより駆動電流i_u、i_v、i_wの相切り換えが行われる(S108)。

【0155】強制同期周期制御部206は、転流パルスV_{u2}が入力されると、位相差検出部244に検出結果の出力要求を行い、位相差検出部244の位相差の検出結果を入力し、位相ずれがない場合(S109)、強制同期周期T₂をT_eに設定する(S113)。一方、位相ず

れがある場合(S109)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいるときには(S110)、T₂ = T_e + ΔT_eに設定し(S111)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも遅れているときには(S110)、T₂ = T_e - ΔT_eに設定する(S112)。

【0156】ここで、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいるか遅れているかはdV_m/dtの符号の正負で判定する。すなわち、dV_m/dt > 0のときは六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも遅れていると判定し、dV_m/dt < 0のときは六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいると判定する。

【0157】次いで、強制同期周期制御部206は位相差検出時間T_sを $\alpha T_2/2$ に設定し(S114)、ステップS101に戻り、上記ステップS101～S114と同様の動作を繰り返す。

【0158】ここで、位相差検出部244は図20に示したような動作を行う。

【0159】まず、検出時間計測タイマ245はゼロクロス点検出信号V_zの入力又は検出開始時間計測タイマ246の指令により位相差検出部244に検出開始信号を出力し(S120)、時間計測を開始する(S121)。

【0160】次に、時間変化演算部243は、電流値記憶部242に記憶された全電流検出信号AIDの時間差分の絶対値を計算することにより全電流検出値の時間変化率の絶対値A I'を計算し、位相差検出部244に出力する(S122)。時間変化演算部243は、時間変化演算部243の出力する時間変化率の絶対値A I'を閾値C1と比較し、A I' > C1となった時に、六相制御信号の転流のタイミングが適正なタイミングから位相ずれしたと判定する(S123)。このとき、併せて時間変化率の符号をみて、これが正なら六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも遅れていると判定し、これが負なら六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいると判定する。

【0161】上記ステップS122、S123の動作は、検出時間計測タイマ245の計測時間t_sが位相差検出時間T_s以上となるまで繰り返される(S124)。

【0162】t_s ≥ T_sとなると、検出時間計測タイマ245は、位相差検出部244に検出終了信号を出力し、位相差検出部244は検出終了信号が入力されると、位相ずれの検出動作を停止する(S125)。

【0163】その後、位相差検出部244は位相シフト量決定部204又は強制同期周期制御部206から検出結果の要求があるまで待機し(S126)、検出結果の要求があると、位相シフト量決定部204又は強制同期周期制御部206に上記位相ずれの検出結果を出力する

(S127)。

【0164】以上のような動作により、六相制御信号がある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間（強制同期周期 T_z ）が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間（強制同期周期 T_z ）が短縮されるため、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0165】次に、フィードバック制御を行う場合の動作について説明する。

【0166】図21は実施の形態3のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャートである。ここでは、例として誘起電圧のゼロクロス点から30度位相シフトさせて六相制御信号の相切り換えを行う場合について説明する。また、フィードバック制御状態においては、転流制御部207の入力を転流パルス V_u となる状態に転流制御部207を設定しているとする。

【0167】最初に、六相制御信号の相切り換えが行われた直後において、位相シフト量決定部204は、位相差検出部244に位相差検出結果を要求し、位相差検出部244から入力される位相差検出結果を得る（S130）。尚、位相差検出部230の位相ずれの検出動作については、すでに説明した。このとき、位相シフト量決定部204には前のゼロクロス点時間間隔 T_z が記憶されている。

【0168】次に、位相ずれがないという判定の場合（S131）、位相シフト時間 T_1 を $T_z/2$ とし第二時間計測タイマ203に設定する（S135）。また、位相差検出部244から入力される判定の結果、位相ずれがある場合（S131）、位相が進んでいるという判定のときには（S132）、位相シフト量決定部204は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 + \Delta T_z$ とし第二時間計測タイマ203に設定し（S133）、また、位相が遅れているという判定のときには（S132）、位相シフト量決定部204は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 - \Delta T_z$ として第二時間計測タイマ203に設定する（S134）。

【0169】位相シフト量決定部204は、位相差検出時間 T_s を αT_1 （ $0.9 < \alpha < 1$ ）に設定し、検出時間計測タイマ245に位相差検出時間 T_s を設定する（S136）。

【0170】次に、ゼロクロス点間隔計測部202はゼロクロス点抽出部201が誘起電圧のゼロクロス点を検出するまで待機する（S137）。ゼロクロス点抽出部201がU相、V相、W相の何れかの相において誘起電圧のゼロクロス点を検出し、ゼロクロス点検出信号 V_u 、 V_v 、 V_w の何れかを出力した場合（S137）、波形合成論理部202aはゼロクロス点検出信号

V_z を第一時間計測タイマ202bに出力する。またこのとき、第一時間計測タイマ202bは、位相シフト量決定部204に現在の時間計測値 T_z を出力すると共にタイマ値をクリアし時間計測を再スタートし、検出時間計測タイマ245をスタートさせる（S138）。位相シフト量決定部204は T_z の値を入力された T_z の値に更新する。更に、位相シフト量決定部204は第二時間計測タイマ203に位相シフト時間 T_1 を設定し、第二時間計測タイマ203の時間計測をスタートさせる（S139）。

【0171】次に、第二時間計測タイマ203は計測時間 t_2 が上記設定された位相シフト時間 T_1 に達するまで待機し（S140）、計測時間 t_2 が位相シフト時間 T_1 を越えると、転流制御部207に転流パルス V_u を出力する（S141）。転流制御部207は、転流パルス V_u が入力されると六相制御信号 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L の相切り換えを行う（S142）。以下は、ステップS130に戻り、上記ステップS130～S142の動作を繰り返す。

【0172】以上のような動作により、六相制御信号がある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間（位相シフト時間 T_1 ）が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間（位相シフト時間 T_1 ）が短縮される。それにより、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0173】（実施の形態4）図22は本発明の実施の形態4のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図である。

【0174】図22において、101はステータ、102u、102v、102wは固定子巻線、103は永久磁石回転子、104はドライブ回路、105～110はコミュテータ素子、111～116はフリーホイーリングダイオード、117は駆動電源、118はバイパスコンデンサ、119U、119Lは中性電位生成抵抗、120はゼロクロス点検出部、120u、120v、120wはコンパレータ、121は制御部、 R_t は全電流値検出抵抗、 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L は六相制御信号、 V_n は中性電位、 V_u 、 V_v 、 V_w は端子電圧、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} はゼロクロス点検出信号、 i_u 、 i_v 、 i_w は駆動電流、U、V、W、Oは端子であり、これらは図1と同様のものである。

【0175】250は全電流検出抵抗 R_t の両端電圧（全電流値検出電圧） V_n の平均値を検出し平均電流検出信号A11を制御部121に出力する全電流平均値検出回路、250a、250bは差動アンプ、251は全電流値検出電圧 V_n の交流成分の平均値を検出し交流分平均電流検出信号A12を制御部121に出力する全電流交流平均値検出回路、251a、251bは差動アンプ

プ、 $R_2 \sim R_7$ 、 $R_9 \sim R_{15}$ は抵抗器、 $C_1 \sim C_9$ はコンデンサ、 $D_1 \sim D_4$ はダイオードである。全電流平均値検出回路250によって平均電流を検出するのに代え、電流実効値を出力させることもできる。

【0176】 C_2 の静電容量は数pFに設定され、コンデンサ C_1 の静電容量はコンデンサ C_2 の静電容量よりも十分大きな値に設定されている。

【0177】各抵抗器の抵抗値は $R_9 = R_{11} = R_{12} = R_{14} = 2R_{13}$ である。また、コンデンサ C_2 の静電容量は $10\mu F$ 程度とされる。

【0178】全電流平均値検出回路250は、差動アンプ250aと抵抗器 $R_1 \sim R_4$ で構成された反転増幅回路と、差動アンプ250bと抵抗器 $R_5 \sim R_7$ 及びコンデンサ C_1 で構成された反転増幅回路とからなる。

【0179】コンデンサ C_9 はACカップリング用コンデンサであり、全電流交流平均値検出回路251に交流電圧のみを入力する。全電流交流平均値検出回路251は、最初のアンプ251aで半波整流を行い、負極側入力端子の電圧 V_{in} が正の時には負の電圧を出力をし、 V_{in} が負の時には出力は0となる。アンプ251bは、アンプ251aから負の電圧が入力された場合、極性を反転させ正の電圧を出力し、アンプ251aからの電圧が0の場合、利得1倍の反転アンプとなり正の電圧を出力する。コンデンサ C_2 は $10\mu F$ 程度なので、出力 $A I_2$ は、入力された電圧の時間積分となる。

【0180】図23は図22の制御部の機能ブロックを表す図である。

【0181】図23において、121は制御部、201はゼロクロス点抽出部、202はゼロクロス点間隔計測部、202aは波形合成論理部、202bは第一時間計測タイマ、203は第二時間計測タイマ、204は位相シフト量決定部、205は第三時間計測タイマ、206は強制同期周期制御部、207は転流制御部、208は駆動ベース信号バッファ部、209は切換制御部、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} 、 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_z はゼロクロス点検出信号、 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L 、 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} は六相制御信号、 T_z はゼロクロス点時間間隔、 V_{u1} 、 V_{v1} は転流パルスであり、これらは図2と同様のものである。

【0182】252は全電流平均値検出回路250より入力される平均電流検出信号 $A I_1$ をデジタル値に変換し出力するA/D変換部、253は全電流交流平均値検出回路251より入力される交流分平均電流検出信号 $A I_2$ をデジタル値に変換し出力するA/D変換部、254はA/D変換部252から入力されるデジタル値化された平均電流検出信号 $A I_1$ とA/D変換部253から入力されるデジタル値化された交流分平均電流検出信号 $A I_2$ との比(交流成分比) $A I_2/A I_1$ を計算し出力する電流比率演算部、255は電流比率演算部254から入力される交流成分比 $A I_2/A I_1$ を閾値 D_1 と

比較するとともに、 $A I_1$ と閾値 D_2 とを比較することにより六相制御信号の切り換えタイミングの位相遅れ又は位相進みを検出する位相差検出部である。尚、 $A I_1$ を電流実効値とした場合でも全く同様である。また、 $A I_1$ を閾値 D_2 と比較することにより六相制御信号の切り換えタイミングの位相遅れ又は位相進みを検出するのは、一形態にすぎず、位相の進み遅れ検出判定部はこの他のものを採用することも可能である。

【0183】以上のように構成された本実施の形態のブラシレスモータの駆動制御装置において、以下、その駆動制御方法を説明する。

【0184】強制同期制御状態又はフィードバック制御状態においてブラシレスモータが駆動制御されている場合、各部の電圧又は電流波形は図4～図6に示したような波形となる。

【0185】図24(a)は六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における交流成分比 $A I_2/A I_1$ と平均電流検出信号 $A I_1$ の大きさを表す図であり、図24(b)は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における交流成分比 $A I_2/A I_1$ と平均電流検出信号 $A I_1$ の大きさを表す図であり、図24(c)は六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における交流成分比 $A I_2/A I_1$ と平均電流検出信号 $A I_1$ の大きさを表す図である。

【0186】図24(a)～(c)に示したように、交流成分比 $A I_2/A I_1$ は六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態において最も小さい値となり、六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れる又は進むと、交流成分比 $A I_2/A I_1$ は増加する。

【0187】従って、交流成分比 $A I_2/A I_1$ を上限界比率 D_1 で閾値判定することにより六相制御信号の位相の永久磁石回転子の回転の位相に対する適正さを検出することができる。

【0188】また、平均電流検出信号 $A I_1$ の大きさを上限電圧 D_2 で閾値判定することにより、同じく六相制御信号の永久磁石回転子の回転の位相に対する遅れの存在の有無を検出することができる。すなわち、 $A I_1$ が D_2 よりも大きければ、六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れていることを示し、 $A I_1$ が D_2 よりも小さければ、六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んでいることを示す。

【0189】図25は実施の形態4のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャートである。

【0190】切換制御部209により転流制御部207の入力が転流パルス V_z に設定された強制同期制御状態において、強制同期周期制御部206は初期状態として強制同期周期 T_z を T_1 に設定しているとする(S15

0)。

【0191】まず、強制同期周期制御部206は強制同期周期 T_2 を第三時間計測タイマ205に設定し時間計測をスタートさせる(S151)。

【0192】次に、第三時間計測タイマ205は、計測時間 t_2 が設定された強制同期周期 T_2 に達するまで待機し(S152)、 $t_2 \geq T_2$ となったときに転流パルス V_{12} を転流制御部207及び強制同期周期制御部206に出力する(S153)。転流制御部207は、転流パルス V_{12} が入力されると六相制御信号 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} の相切り換えを行い、これにより駆動電流 i_u 、 i_v 、 i_w の相切り換えが行われる(S154)。

【0193】強制同期周期制御部206は、転流パルス V_{12} が入力されると、位相差検出部255の位相差の検出結果を入力し、位相ずれがない場合(S155)、強制同期周期 T_2 を T_c に設定する(S159)。一方、位相ずれがある場合(S155)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいるときには(S156)、 $T_2 = T_c + \Delta T_c$ に設定し(S157)、六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも遅れているときには(S155)、 $T_2 = T_c - \Delta T_c$ に設定する(S158)。

【0194】ここで、平均電流検出信号 A_{I1} と交流分平均電流検出信号 A_{I2} との比が $A_{I2}/A_{I1} > D1$ の場合、六相制御信号の転流のタイミングが不適正であると判定し、その場合、 A_{I1} の大きさが、ある閾値 $D2$ よりも大きい場合には六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも遅れていると判定し、ある閾値 $D2$ よりも小さい場合には六相制御信号の転流のタイミングが適正な位相よりも進んでいると判定する。

【0195】次いで、ステップS151に戻り、上記と同様の動作を繰り返す。

【0196】以上のような動作により、六相制御信号のある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間(強制同期周期 T_2)が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間(強制同期周期 T_2)が短縮されるため、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0197】次に、フィードバック制御を行う場合の動作について説明する。

【0198】図26は実施の形態4のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャートである。ここでは、例として誘起電圧のゼロクロス点から30度位相シフトさせて六相制御信号の相切り換えを行う場合について説明する。また、フィードバック制御状態においては、転流制御部207の入力を転流パルス V_u となる状態に転流制御部20

7を設定しているとする。

【0199】まず、ゼロクロス点間隔計測部202はゼロクロス点抽出部201が誘起電圧のゼロクロス点を検出するまで待機する(S161)。ゼロクロス点抽出部201がU相、V相、W相の何れかの相において誘起電圧のゼロクロス点を検出し、ゼロクロス点検出信号 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} の何れかを出力した場合(S161)、波形合成論理部202aはゼロクロス点検出信号 V_z を第一時間計測タイマ202b及び第二時間計測タイマ203に出力する。またこのとき、第一時間計測タイマ202bは、位相シフト量決定部204に現在の時間計測値 T_z を出力すると共にタイマ値をクリアし時間計測を再スタートさせる(S162)。

【0200】次に、位相シフト量決定部204は、位相差検出部255から入力される判定結果を検出し、位相ずれがないという判定の場合(S163)、位相シフト時間 T_1 を $T_z/2$ とし第二時間計測タイマ203に設定する(S167)。また、位相差検出部255から入力される判定の結果、位相ずれがある場合(S163)、位相が進んでいるという判定のときには(S164)、位相シフト量決定部204は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 + \Delta T_z$ とし第二時間計測タイマ203に設定し

(S165)、また、位相が遅れているという判定のときには(S164)、位相シフト量決定部204は位相シフト時間を $T_1 = T_z/2 - \Delta T_z$ として第二時間計測タイマ203に設定する(S166)。

【0201】ここで、六相制御信号の位相が適正なタイミングよりも進んでいるのか遅れているのかの判定は、ステップS156の場合と同様な方法により行われる(但し、ブラシレスモータの負荷等によりブラシレスモータに流れる電流は変わるため、閾値 $D1$ 、 $D2$ の値はステップS156の場合と異なる)。

【0202】次に、位相シフト量決定部204は、第二時間計測タイマ203のタイマ値 t_2 をクリアし時間計測を再スタートさせる(S168)。

【0203】次いで、第二時間計測タイマ203は計測時間 t_2 が上記設定された位相シフト時間 T_1 に達するまで待機し(S169)、計測時間 t_2 が位相シフト時間 T_1 を越えると、転流制御部207に転流パルス V_u を出力する(S170)。転流制御部207は、転流パルス V_u が入力されると六相制御信号 U_H 、 U_L 、 V_H 、 V_L 、 W_H 、 W_L の相切り換えを行う(S171)。以下は、ステップS161に戻り、上記ステップS161～S171の動作を繰り返す。

【0204】このような動作により、六相制御信号のある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間(位相シフト時間 T_1)が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間(位相シフト時間 T_1)が短縮されるため、次の

六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0205】（実施の形態5）図27は本発明の実施の形態5のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図である。

【0206】図27において、101はステータ、102u、102v、102wは固定子巻線、103は永久磁石回転子、104はドライブ回路、105～110はコミュテータ素子、111～116はフリーホイーリングダイオード、117は駆動電源、118はバイパスコンデンサ、119U、119Lは中性電位生成抵抗、120はゼロクロス点検出部、120u、120v、120wはコンパレータ、121は制御部、UH、UL、VH、VL、WH、WLは六相制御信号、 V_N は中性電位、 V_u 、 V_v 、 V_w は端子電圧、 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} はゼロクロス点検出信号、 i_u 、 i_v 、 i_w は駆動電流、U、V、W、Oは端子であり、これらは図16と同様のものである。

【0207】 R_u は一端がコミュテータ素子108のエミッタ端子に接続され他端が接地されたU相の相電流検出抵抗、 R_v は一端がコミュテータ素子109のエミッタ端子に接続され他端が接地されたV相の相電流検出抵抗、 R_w は一端がコミュテータ素子110のエミッタ端子に接続され他端が接地されたW相の相電流検出抵抗である。相電流検出抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w は全て同じ抵抗値のものが用いられる。240u、240v、240wはアンプであり、それぞれ相電流検出抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w の両端にかかる端子電圧（相電流検出電圧） V_{ru} 、 V_{rv} 、 V_{rw} を増幅した全電流検出信号A1U、A1V、A1Wを、制御部121に出力する。240au、240av、240awは差動アンプ、244bu、244bv、244bw、244cu、244cv、244cwは抵抗器である。

【0208】また、本実施の形態においては、位相シフト量決定部204aのプラス側入力端子は、相電流検出抵抗 R_u とコミュテータ素子108のエミッタ端子との接続点に接続されている。

【0209】この構成により、位相シフト量決定部204u、204v、204wは、それぞれコミュテータ素子108、109、110を流れるU相、V相、W相の相電流を検出することができる。

【0210】図28は図27の制御部の機能ブロックを表す図である。

【0211】図28において、121は制御部、201はゼロクロス点抽出部、202はゼロクロス点間隔計測部、202aは波形合成論理部、202bは第一時間計測タイマ、203は第二時間計測タイマ、204は位相シフト量決定部、205は第三時間計測タイマ、206は強制同期周期制御部、207は転流制御部、208は駆動ベース信号バッファ部、209は切換制御部、

V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} 、 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_z はゼロクロス点検出信号、UH、UL、VH、VL、WH、WL、 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} は六相制御信号、 T_z はゼロクロス点時間間隔、 V_{u1} 、 V_{u2} は転流パルスであり、これらは図2と同様のものである。

【0212】241u、241v、241wはアンプ240より入力される相電流検出信号A1U、A1V、A1Wをデジタル値A1DU、A1DV、A1DWに変換し出力するA/D変換部、242はA/D変換部241u、241v、241wから出力される相電流検出信号A1DU、A1DV、A1DWを記憶するシフトレジスタからなる電流値記憶部、243は電流値記憶部242に記憶された相電流検出信号A1DU、A1DV、A1DWの時間差分の絶対値を計算することにより相電流検出値の時間変化率の絶対値A1U'、A1V'、A1W'を計算するとともに相電流検出信号の時間差分の符号を出力する時間変化演算部、244は時間変化演算部243の出力する時間変化率の絶対値A1U'、A1V'、A1W'のうち選択されたものを閾値E1と比較し六相制御信号の切り換えタイミングが適正であるか否かを判定し併せて相電流検出信号の時間差分の符号を検出する位相差検出部である。245は、時間計測を開始すると同時に位相差検出部244に検出開始信号を出力し、計測時間が外部から設定された検出時間に達すると位相差検出部244に検出終了信号を出力する検出時間計測タイマである。

【0213】位相差検出部244は、検出時間計測タイマ245又は強制同期周期制御部206により検出開始信号が入力されると、判定結果をクリアし、時間変化演算部243の出力する時間変化率の絶対値A1U'、A1V'、A1W'の何れか選択されたものに対して閾値E1による判定を開始する。このとき、時間変化率の絶対値A1U'、A1V'、A1W'の何れか選択されたものが閾値E1以下であれば、六相制御信号の切り換えタイミングが適正であると判定し、時間変化率の絶対値A1U'、A1V'、A1W'の何れか選択されたものが閾値E1を越えた場合、位相ずれが発生したと判定する。併せて、各相電流検出信号の時間差分の符号が参照され、それが正の場合には六相制御信号の切り換えタイミングが適正なタイミングよりも遅れていると判定され、それが負の場合には六相制御信号の切り換えタイミングが適正なタイミングよりも進んでいると判定される。この判定結果は、位相シフト量決定部204又は強制同期周期制御部206により検出結果出力要求がされたときに、位相差検出結果として出力する。また、検出時間計測タイマ245より検出終了信号が入力されたとき、又は波形合成論理部202aよりゼロクロス点検出信号 V_z が入力されたとき、上記閾値判定を停止する。

【0214】検出時間計測タイマ245は強制同期周期制御部206の指令により時間計測を開始し、位相差検

出部 244 に検出開始信号を出力する。

【0215】 以上のように構成された本実施の形態のブラシレスモータの駆動制御装置において、以下、その駆動制御方法を説明する。

【0216】 図 29 は図 27 の各部の電圧波形を表す図であり、図 30 は六相制御信号の位相ずれと相電流波形との関係を示す図である。

【0217】 図 29 において、(a) ~ (f) は六相制御信号 UH、UL、VH、VL、WH、WL であり、

(g) ~ (i) は、それぞれ、六相制御信号の切り換えタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正な場合における相電流検出電圧 V_{ru} 、 V_{rv} 、 V_{rw} の波形を表し、(j) は六相制御信号の切り換えタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正な位相よりも遅れた場合における相電流検出電圧 V_{ru} の波形を表し、

(k) は六相制御信号の切り換えタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正な位相よりも進んだ場合における相電流検出電圧 V_{ru} の波形を表す。

【0218】 図 30 において、(a) は六相制御信号の切り換えタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正な位相よりも遅れた場合における相電流検出電圧 V_{ru} (又は V_{rv} 若しくは V_{rw}) の波形を表し、(b) は (a) の波形の時間変化率の絶対値と閾値 E1 との関係を表す図であり、(c) は六相制御信号の切り換えタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正な位相よりも進んだ場合における相電流検出電圧 V_{ru} (又は V_{rv} 若しくは V_{rw}) の波形を表し、(d) は (c) の波形の時間変化率の絶対値と閾値 E1 との関係を表す図であり、(e) は六相制御信号の切り換えタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正な場合における相電流検出電圧 V_{ru} (又は V_{rv} 若しくは V_{rw}) の波形を表し、(f) は (e) の波形の時間変化率の絶対値と閾値 E1 との関係を表す図である。

【0219】 図 29 (g) ~ (i) に示すように、六相制御信号 UH、UL、VH、VL、WH、WL の転流のタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正な場合、コミュテータ素子 108、109、110 のオフ期間には U 相、V 相、W 相の相電流は流れない。それに対して、六相制御信号 UH、UL、VH、VL、WH、WL の転流のタイミングが永久磁石回転子 103 の回転に対して適正なタイミングよりも位相が遅れている場合又は進んでいる場合には、図 29 (j) 及び (k) に示したように、コミュテータ素子 105、106、107 のオフの直後からコミュテータ素子 108、109、110 がオンになるまでの間 (区間 P1)、フリーホイーリングダイオード 114、115、116 を通って逆方向の電流が流れ、相電流検出電圧 V_{ru} 、 V_{rv} 、 V_{rw} の波形には逆方向の電圧が発生する。従って、この区間 P1 における相電流検出電圧 V_{ru} (又は V_{rv} 若しくは V_{rw}) の波形の時間変化率の絶対値は図 30 (b)、

(d)、(f) に示したようになり、この波形の時間変化率が絶対値を一定の閾値 E1 で閾値判定することで、位相ずれを検出することができる。

【0220】 図 31 及び図 32 は実施の形態 5 のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャートである。

【0221】 切換制御部 209 により転流制御部 207 の入力転流パルス V_{12} に設定された強制同期制御状態で、強制同期周期制御部 206 は初期状態として強制同期周期 T_2 を T_0 に設定し、位相差検出時間 T_s を $T_2/2$ に設定しているとする (S181)。

【0222】 まず、強制同期周期制御部 206 は強制同期周期 T_2 を第三時間計測タイマ 205 に設定し時間計測をスタートさせる (S182)。また、検出時間計測タイマ 245 に位相差検出時間 T_s を設定する (S183)。

【0223】 次に、第三時間計測タイマ 205 は、計測時間 t_2 が設定された強制同期周期 T_2 に達するまで待機し (S184)、 $t_2 \geq T_2$ となったときに転流パルス V_{12} を転流制御部 207 及び強制同期周期制御部 206 に出力する (S185)。転流制御部 207 は、転流パルス V_{12} が入力されると六相制御信号 U_{H0} 、 U_{L0} 、 V_{H0} 、 V_{L0} 、 W_{H0} 、 W_{L0} の相切り換えを行い、これにより駆動電流 i_u 、 i_v 、 i_w の相切り換えが行われる (S186)。

【0224】 強制同期周期制御部 206 は、転流パルス V_{12} が入力されると検出時間計測タイマ 245 の時間計測をスタートさせる (S187)。

【0225】 このとき、

(a) 六相制御信号 UH が HIGH 状態から LOW 状態に切り替わった場合には (S188)、検出時間計測タイマ 245 は位相差検出部 244 に U 相検出開始信号を出力し、位相差検出部 244 は U 相の相電流検出電圧 V_{ru} の時間変化率の絶対値 $A I U'$ の閾値判定と実施の形態 3 で説明した符号判定と同様の符号判定を開始する (S189)。

【0226】 (b) 六相制御信号 VH が HIGH 状態から LOW 状態に切り替わった場合には (S190)、検出時間計測タイマ 245 は位相差検出部 244 に V 相検出開始信号を出力し、位相差検出部 244 は V 相の相電流検出電圧 V_{rv} の時間変化率の絶対値 $A I V'$ の閾値判定と符号判定を開始する (S191)。

【0227】 (c) 六相制御信号 WH が HIGH 状態から LOW 状態に切り替わった場合には (S192)、検出時間計測タイマ 245 は位相差検出部 244 に W 相検出開始信号を出力し、位相差検出部 244 は W 相の相電流検出電圧 V_{rw} の時間変化率の絶対値 $A I W'$ の閾値判定と符号判定を開始する (S193)。

【0228】 上記 (a) ~ (c) 以外の場合には、強制同期周期制御部 206 は強制同期周期 T_2 を T_0 に設定し

(S200)、位相差検出時間 T_s を $T_2/2$ に設定した後(S201)、ステップS182に戻る。

【0229】上記(a)～(c)の場合には、上記

(a)～(c)の動作を行った後、検出時間計測タイム245は計測時間 t_s が T_s 以上となるまで待機し(S194)、 $t_s \geq T_s$ となったとき、位相差検出部244及び強制同期周期制御部206に検出終了信号を出力し、位相差検出部244はこれを受けて相電流検出電圧の時間変化率の絶対値の検出を終了する(S195)。

【0230】強制同期周期制御部206は、検出時間計測タイム245より検出終了信号が入力されると、位相差検出部244に検出結果出力要求を行い、その結果、位相ずれがなければ(S196)、強制同期周期 T_2 を T_s に設定し(S200)、また、位相が進んでいる場合には(S197)、強制同期周期 T_2 を $T_s + \Delta T_s$ に設定し(S198)、位相が遅れている場合には(S197)、強制同期周期 T_2 を $T_s - \Delta T_s$ に設定する(S199)。次いで、位相差検出時間 T_s を $T_2/2$ に設定した後(S201)、ステップS182に戻る。

【0231】ここで、位相ずれがあるかどうかは相電流の時間変化率の絶対値がE1よりも大きいかなかで判定し、位相ずれがあると判定された場合には、前記時間変化率の符号の正負により位相が進んでいるか遅れているかを判定する。すなわち、前記時間変化率の符号が正の場合には位相が遅れていると判定し、負の場合には位相が進んでいると判定する。

【0232】以下、上記ステップS182～S201と同様の動作を繰り返す。

【0233】以上のような動作により、六相制御信号である相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間(強制同期周期 T_2)が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間(強制同期周期 T_2)が短縮されるため、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0234】次に、フィードバック制御を行う場合の動作について説明する。

【0235】図33及び図34は実施の形態5のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャートである。ここでは、例として誘起電圧のゼロクロス点から30度位相シフトさせて六相制御信号の相切り換えを行う場合について説明する。また、フィードバック制御状態においては、転流制御部207の入力を転流パルス V_u となる状態に転流制御部207を設定しているとする。

【0236】六相制御信号の相切り換えが行われた直後において、位相シフト量決定部204は、

(a)六相制御信号 U_H がHIGH状態からLOW状態に切り替わった場合には(S210)、位相シフト量決

定部204は位相差検出部244にU相検出開始信号を出力し、位相差検出部244はU相の相電流検出電圧 V_u の時間変化率の絶対値 AIU' の閾値判定と符号判定を開始する(S211)。

【0237】(b)六相制御信号 V_H がHIGH状態からLOW状態に切り替わった場合には(S212)、位相シフト量決定部204は位相差検出部244にV相検出開始信号を出力し、位相差検出部244はV相の相電流検出電圧 V_v の時間変化率の絶対値 $AI V'$ の閾値判定と符号判定を開始する(S213)。

【0238】(c)六相制御信号 W_H がHIGH状態からLOW状態に切り替わった場合には(S214)、位相シフト量決定部204は位相差検出部244にW相検出開始信号を出力し、位相差検出部244はW相の相電流検出電圧 V_w の時間変化率の絶対値 $AI W'$ の閾値判定と符号判定を開始する(S215)。

【0239】上記(a)～(c)の場合には、上記

(a)～(c)の動作を行った後、位相差検出部244は波形合成論理部202aからゼロクロス点検出信号 V_z が入力されるまで相電流検出電圧の時間変化率の絶対値の閾値判定と符号判定を続ける(S216)。

【0240】波形合成論理部202aは、U相、V相、W相の何れかの相において、誘起電圧のゼロクロス点が検出されると、位相差検出部244及び第一時間計測タイム202bにゼロクロス点検出信号 V_z を出力するとともに、第一時間計測タイム202bは位相シフト量決定部204にゼロクロス点時間間隔 T_z を出力しタイムをクリアした後再スタートさせる。

【0241】位相差検出部244はゼロクロス点検出信号 V_z が入力されると、相電流検出電圧の時間変化率の絶対値の閾値判定と符号判定を終了する(S216)。

【0242】位相シフト量決定部204は、ゼロクロス点間隔計測部202よりゼロクロス点時間間隔 T_z が入力されると、位相差検出部244に検出結果出力要求を行い、その結果、位相ずれがなければ(S218)、位相シフト時間 T_1 を $T_z/2$ に設定し(S222)、また、位相が進んでいる場合には(S219)、強制同期周期 T_1 を $T_z/2 + \Delta T_z$ に設定し(S220)、位相が遅れている場合には(S219)、強制同期周期 T_1 を $T_z/2 - \Delta T_z$ に設定する(S221)。

【0243】ここで、六相制御信号の位相が適正なタイミングよりも進んでいるのか遅れているのかの判定は、ステップS197の場合と同様な方法により行われる(但し、ブラシレスモータの負荷等によりブラシレスモータに流れる電流は変わるため、閾値E1の値はステップS197の場合と異なる)。

【0244】上記(a)～(c)以外の場合には、波形合成論理部202aは、U相、V相、W相の何れかの相において、誘起電圧のゼロクロス点が検出されると、位相差検出部244及び第一時間計測タイム202bにゼ

ロクロス点検出信号 V_z を出力するとともに、第一時間計測タイマ202bは位相シフト量決定部204にゼロクロス点時間間隔 T_z を出力しタイマをクリアした後再スタートさせる(S223)。位相シフト量決定部204は、ゼロクロス点時間間隔 T_z が入力されると強制同期周期 T_1 を $T_z/2 - \Delta T_z$ に設定する(S221)。

【0245】以上のように、強制同期周期 T_1 が決定されると、位相シフト量決定部204は第二計測タイマに位相シフト時間 T_1 を設定しタイマ値 t_2 をクリアし時間計測を再スタートさせる(S225)。

【0246】次いで、第二時間計測タイマ203は計測時間 t_2 が上記設定された位相シフト時間 T_1 に達するまで待機し(S226)、計測時間 t_2 が位相シフト時間 T_1 を越え、転流制御部207に転流パルス V_a を出力する(S227)。転流制御部207は、転流パルス V_a が入力されると六相制御信号UH、UL、VH、VL、WH、WLの相切り換えを行う(S228)。以下は、ステップS210に戻り、上記ステップS210～S228の動作を繰り返す。

【0247】このような動作により、六相制御信号をある相に切り換えたときに位相ずれが検出された場合、六相制御信号の位相が進んでいる場合には次の相切り換えまでの時間(位相シフト時間 T_1)が延長され、六相制御信号の位相が遅れている場合には次の相切り換えまでの時間(位相シフト時間 T_1)が短縮されるため、次の六相制御信号の相切り換えのタイミングはより適正なタイミングに補正される。

【0248】

【発明の効果】以上のように本発明のブラシレスモータの駆動制御装置によれば以下のような有利な効果が得られる。

【0249】請求項1に記載の発明によれば、

(1) 固定子巻線に誘起される電圧が小さい低速回転においても、適正な転流のタイミングに合わせることができ、転流のタイミングが適正な転流のタイミングからかけ離れることのないブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0250】(2) モータの全電流値や相電流値をフィードバックするため、回転数変化に対しても、ピーク電流が負荷によるものか転流のタイミングが適正でないためかを区別することができ、位相差補正手段により、適正な転流のタイミングに合わせることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0251】(3) 電流をフィードバックするため、駆動電流切換手段を構成する電気部品の容量の範囲内でモータの起動を行うことが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0252】(4) 電流をフィードバックするため、起動時にブラシレスモータにかかる負荷が変わる場合にも対応することが可能なブラシレスモータの駆動制御装置

を提供することができる。

【0253】(5) 電流をフィードバックするため、駆動電圧が変動する場合にも対応することが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0254】請求項2に記載の発明によれば、

(1) 転流のタイミングが適正な転流のタイミングからかけ離れることのないブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0255】(2) 電流をフィードバックするため、駆動電流切換手段を構成する電気部品の容量の範囲内でモータを駆動することが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0256】(3) モータの能力(モータに加える電力)を変え、急激に駆動電圧等を変えても対応することが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0257】請求項3に記載の発明によれば、

(1) 位相が合っていないことを的確に判断できるブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0258】(2) 電流を検出するタイミングを発生する必要がないため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0259】(3) 全電流値により位相差検出を行うため、ブラシレスモータの固定子巻線の抵抗やインダクタンス等のばらつきがあっても影響がないブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0260】請求項4に記載の発明によれば、

(1) 位相が合っていないことを的確に判断できるブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0261】(2) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0262】(3) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、強制同期タイミング発生手段又は帰還同期タイミング発生手段が次に相切り換えを行うタイミングの位相を進める処理をすべきか遅延させる処理をすべきかを判定することが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0263】請求項5に記載の発明によれば、

(1) 位相が合っていないことを的確に判断できるブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0264】(2) 位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0265】請求項6に記載の発明によれば、

(1) 平均電流値もしくは実効電流値と回転数により負荷を推定でき、なおかつ比率より転流のタイミングの適

正度合いを知ることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0266】(2)位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0267】請求項7に記載の発明によれば、

(1)最も顕著に転流のタイミングの適正度合いを知ることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【0268】(2)位相の進み遅れを電流値のみで検出するため、位相差補正手段を簡単な構成とすることが可能なブラシレスモータの駆動制御装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図

【図2】図1の制御部の機能ブロック図

【図3】実施の形態1のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャート

【図4】六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における図1及び図2の各電圧値及び電流値の時間変化を表す図

【図5】六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における図1及び図2の各電圧値及び電流値の時間変化を表す図

【図6】六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における図1及び図2の各電圧値及び電流値の時間変化を表す図

【図7】図1の制御部の位相ずれ検出動作を表すフローチャート

【図8】図2のゼロクロス点抽出部の動作を表すフローチャート

【図9】実施の形態1のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャート

【図10】本発明の実施の形態2のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図

【図11】図10の制御部の機能ブロックを表す図

【図12】(a)六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における全電流検出電圧 V_m の時間変化を表す図

(b)六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における全電流検出電圧 V_m の時間変化を表す図

(c)六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における全電流検出電圧 V_m の時間変化を表す図

【図13】実施の形態2のブラシレスモータの駆動制御

装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャート

【図14】図11の位相差検出部の動作を表すフローチャート

【図15】実施の形態2のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャート

【図16】本発明の実施の形態3のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図

10 【図17】図16の制御部の機能ブロックを表す図

【図18】(a)六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_m/dt|$ の時間変化を表す図

(b)六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_m/dt|$ の時間変化を表す図

(c)六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における全電流検出電圧の時間変化率の絶対値 $|dV_m/dt|$ の時間変化を表す図

20 【図19】実施の形態3のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャート

【図20】実施の形態3のブラシレスモータの駆動制御装置の位相差検出時の動作を表すフローチャート

【図21】実施の形態3のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャート

30 【図22】本発明の実施の形態4のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図

【図23】図22の制御部の機能ブロックを表す図

【図24】(a)六相制御信号の位相と永久磁石回転子の回転の位相とが一致した状態における交流成分比 A_{I2}/A_{I1} と平均電流検出信号 A_{I1} の大きさを表す図

(b)六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より遅れた状態における交流成分比 A_{I2}/A_{I1} と平均電流検出信号 A_{I1} の大きさを表す図

40 (c)六相制御信号の位相が永久磁石回転子の回転の位相より進んだ状態における交流成分比 A_{I2}/A_{I1} と平均電流検出信号 A_{I1} の大きさを表す図

【図25】実施の形態4のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャート

【図26】実施の形態4のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャート

【図27】本発明の実施の形態5のブラシレスモータの駆動制御装置の装置構成を示すブロック図

【図28】図27の制御部の機能ブロックを表す図

50 【図29】図27の各部の電圧波形を表す図

【図 30】六相制御信号の位相ずれと相電流波形との関係を示す図

【図 31】実施の形態 5 のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャート

【図 32】実施の形態 5 のブラシレスモータの駆動制御装置の強制同期制御状態における動作を表すフローチャート

【図 33】実施の形態 5 のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャート

【図 34】実施の形態 5 のブラシレスモータの駆動制御装置のフィードバック制御状態における動作を表すフローチャート

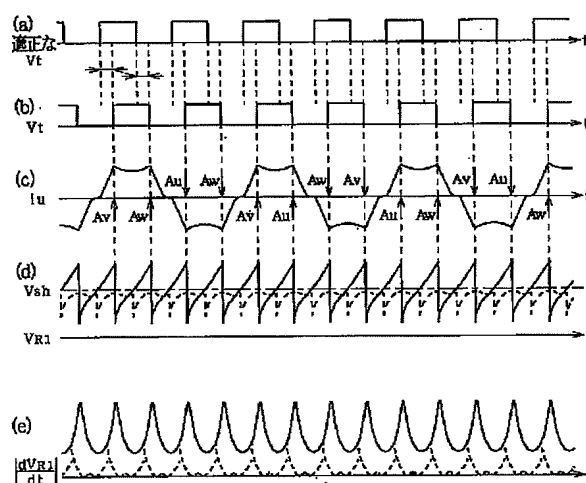
【図 35】イ号公報に開示の従来のブラシレスモータの駆動制御装置における強制同期運転から定常センサレス運転に切替える状態を表わす図

【図 36】ロ号公報に開示の従来のブラシレスモータの駆動制御装置におけるモータ電流波形を示す図

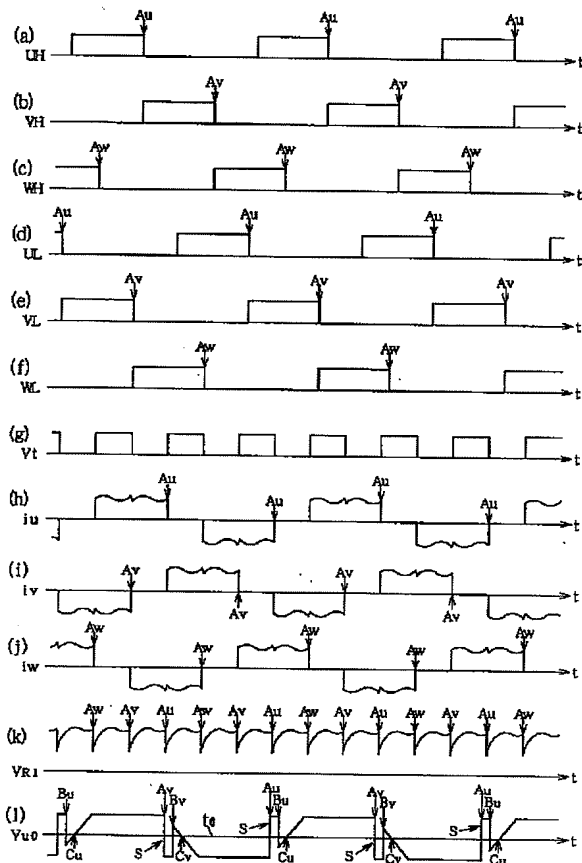
【符号の説明】

101 ステータ
102u、102v、102w 固定子巻線
103 永久磁石回転子
104 ドライブ回路
105、106、107、108、109、110 コミュテータ素子
105a、106a、107a、108a、109a、110a スwitching回路
111、112、113、114、115、116 フリーホイールリングダイオード
117 駆動電源
118 バイパスコンデンサ
119u、119v、119w、119U、119L、119N 中性電位生成抵抗
120 ゼロクロス点検出部
120u、120v、120w コンパレータ
121 制御部
122 位相差検知回路
123 ピークホールド回路
123a リセットスイッチ素子
124 閾値比較回路
201 ゼロクロス点抽出部
202 ゼロクロス点間隔計測部
202a 波形合成論理部
202b 第一時間計測タイマ
203 第二時間計測タイマ
204 位相シフト量決定部
205 第三時間計測タイマ
206 強制同期周期制御部
207 転流制御部

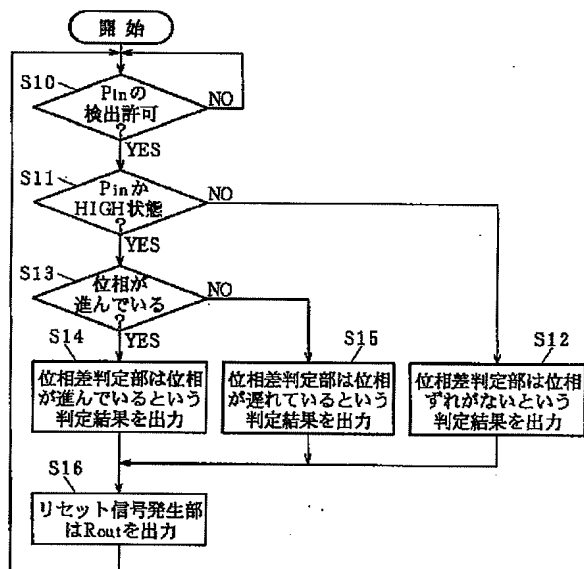
208 駆動ベース信号バッファ部
209 切換制御部
210 位相差判定部
211 リセット信号発生部
212 電流値検知許可部
220 全電流閾値判定回路
221、223 コンパレータ
222、224 電圧源
230 位相差検出部
231 位相差検出タイマ
240 アンプ
241 A/D変換部
242 電流値記憶部
243 時間変化演算部
244 位相差検出部
245 検出時間計測タイマ
246 検出開始時間計測タイマ
250 全電流平均値検出回路
251 全電流交流平均値検出回路
252、253 A/D変換部
254 電流比率演算部
255 位相差検出部
V_N 中性電位
V_u、V_v、V_w 端子電圧
R₁ 全電流検出抵抗
R_u、R_v、R_w 相電流検出抵抗
V_{R1} 全電流値検出電圧
V_{RU}、V_{RV}、V_{RW} 相電流値検出電圧
V_{RIP} ピーク電圧
V_{sh} 閾値電圧
P_{in} 位相差検知信号
R_{out} リセット信号
T_z ゼロクロス点時間間隔
T₁ 位相シフト時間
T₂ 強制同期周期
T₃、T₄ 位相差検出タイミング遅延時間
T₅ 位相差検出時間
A_I 全電流検出信号
A_{I1} 平均電流検出信号
A_{I2} 交流分平均電流検出信号
V_{t1}、V_{t2} 転流パルス
V_{B1} 下限値電圧
V_{B2} 上限値電圧
D₁₁、D₁₂ 比較結果
V_{U0}、V_{V0}、V_{W0}、V_{U1}、V_{V1}、V_{W1}、V_Z ゼロクロス点検出信号
V_{RU}、V_{RV}、V_{RW} 相電流検出電圧
U_H、U_L、V_H、V_L、W_H、W_L、U_{H0}、U_{L0}、V_{H0}、V_{L0}、W_{H0}、W_{L0} 六相制御信号
i_u、i_v、i_w 駆動電流



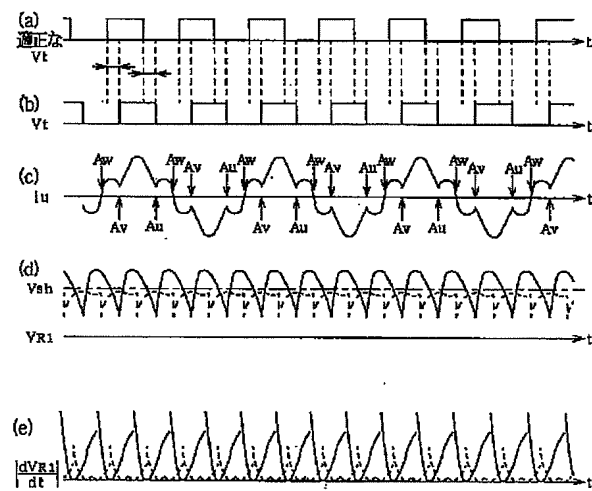
【図4】



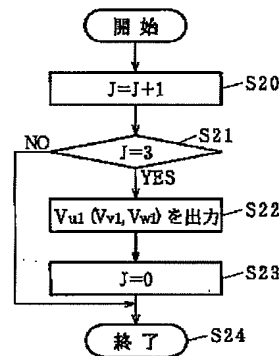
【図7】



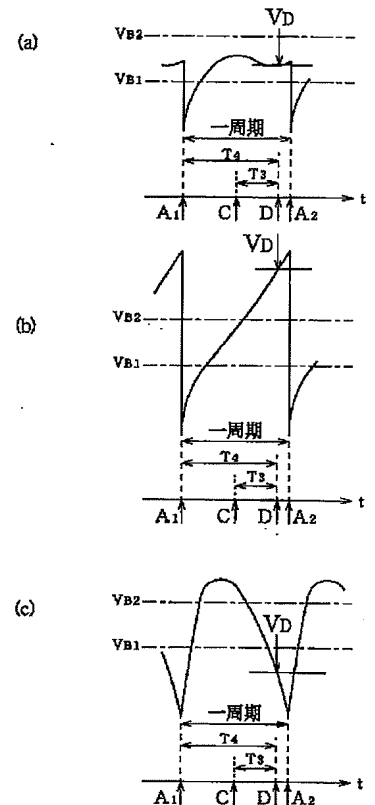
【図6】



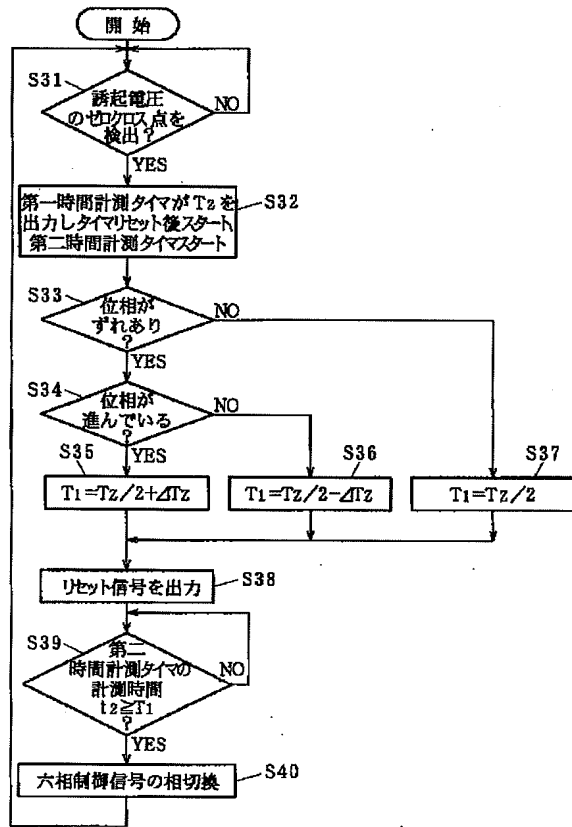
【図8】



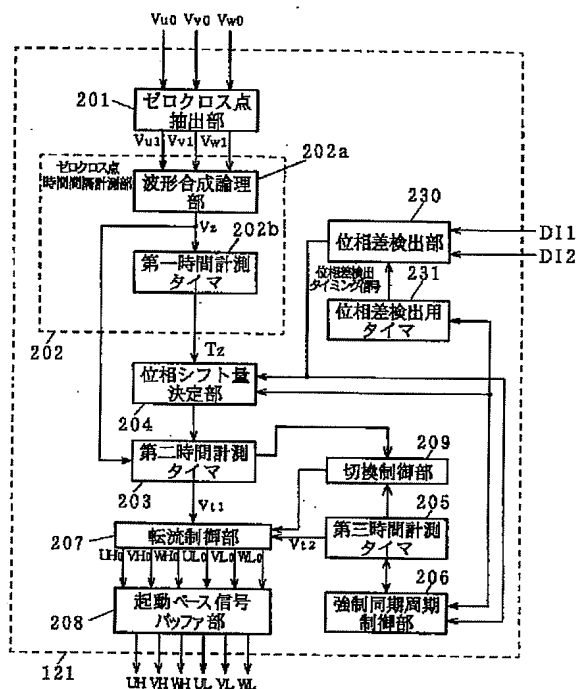
【図12】



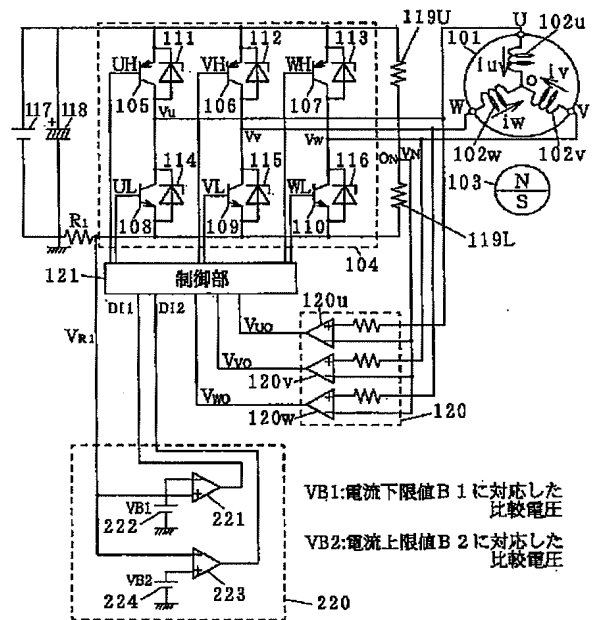
【図 9】



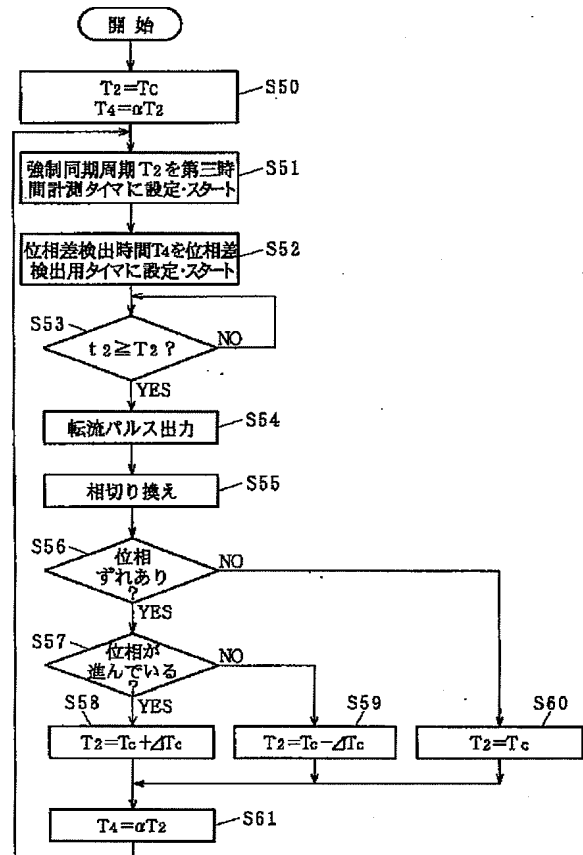
【図 11】



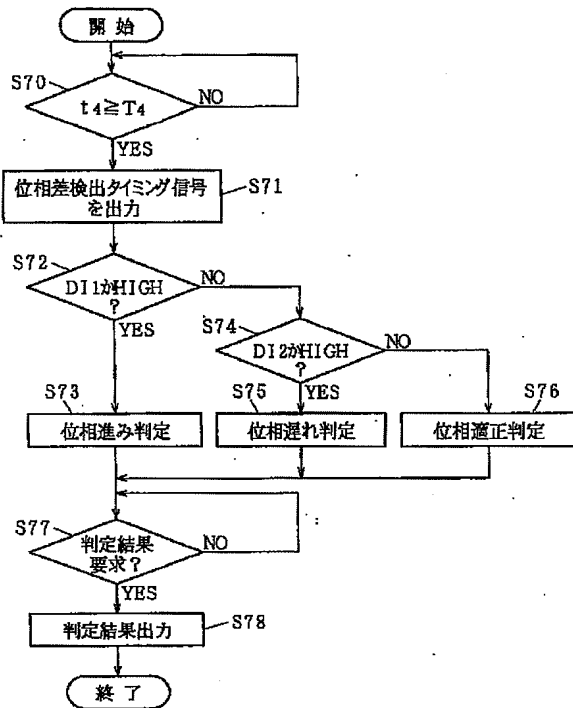
【図 10】



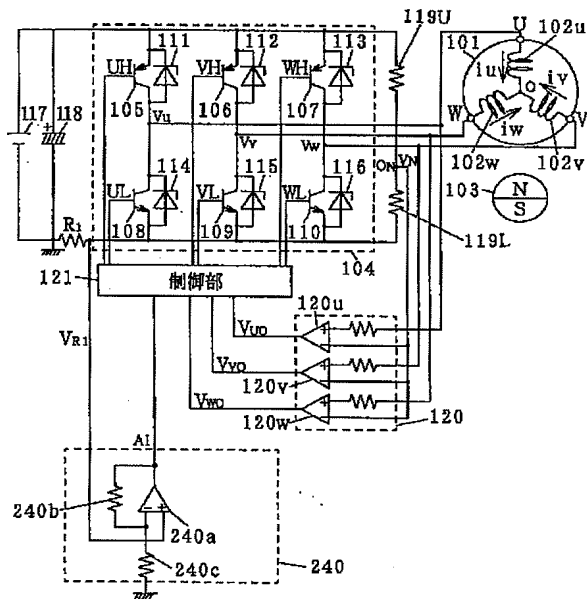
【図 13】



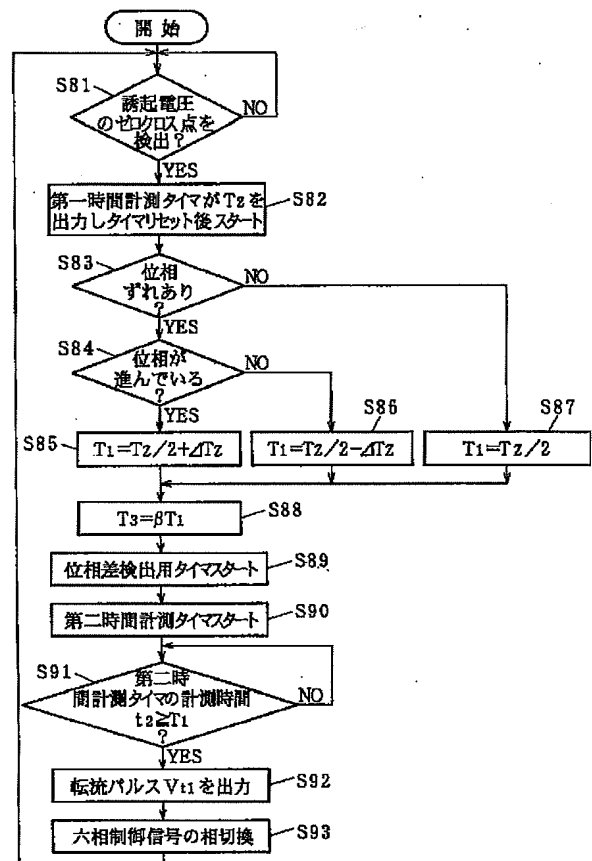
【図14】



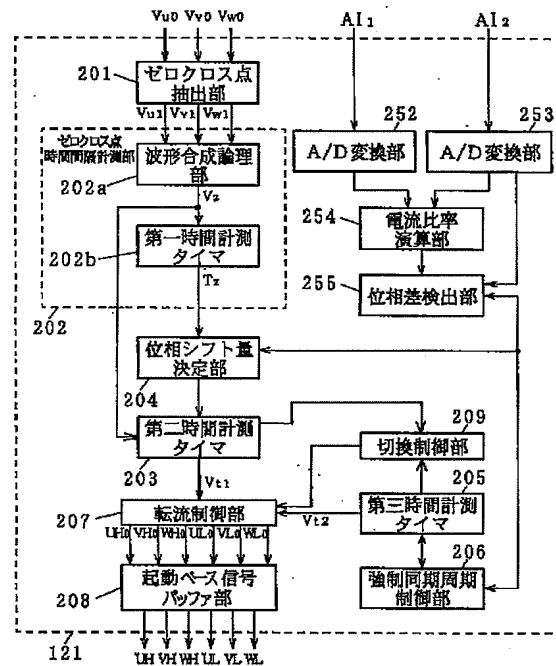
【図16】



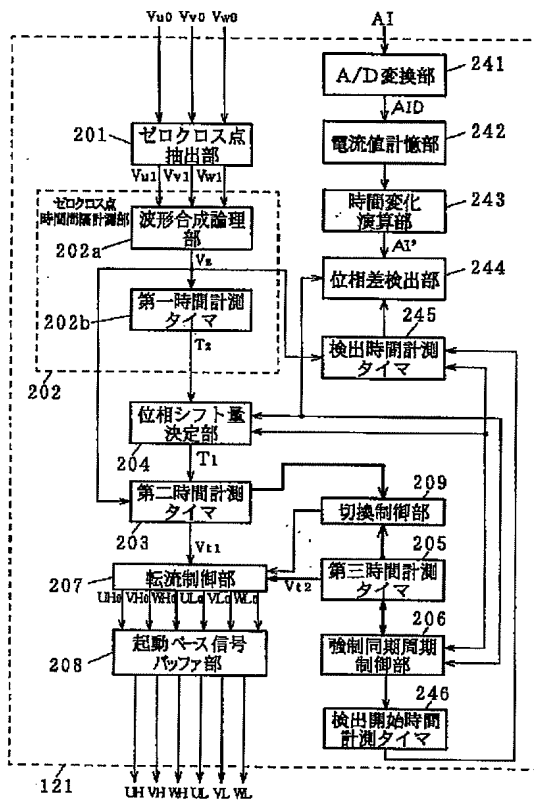
【図15】



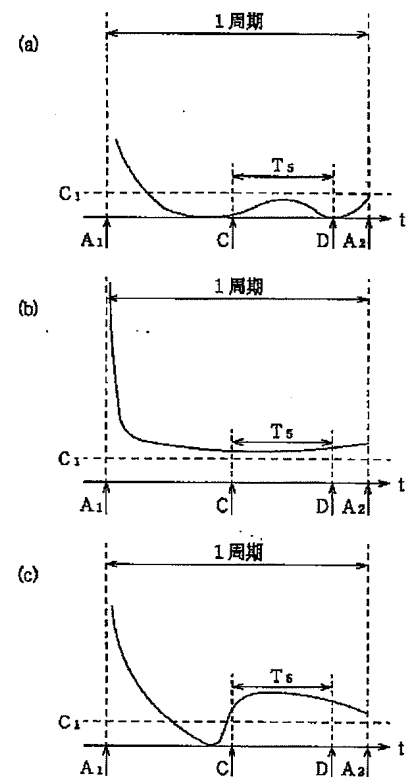
【図23】



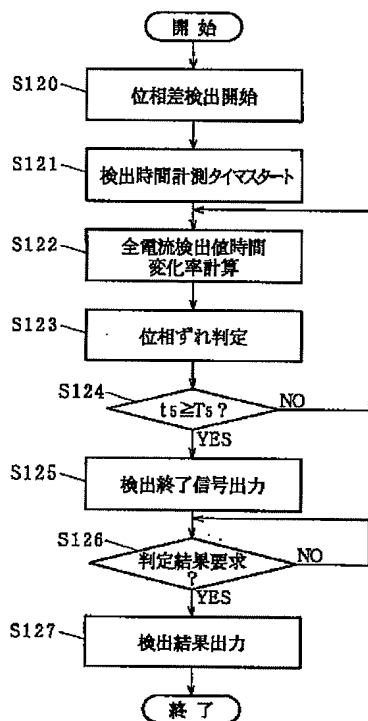
【図17】



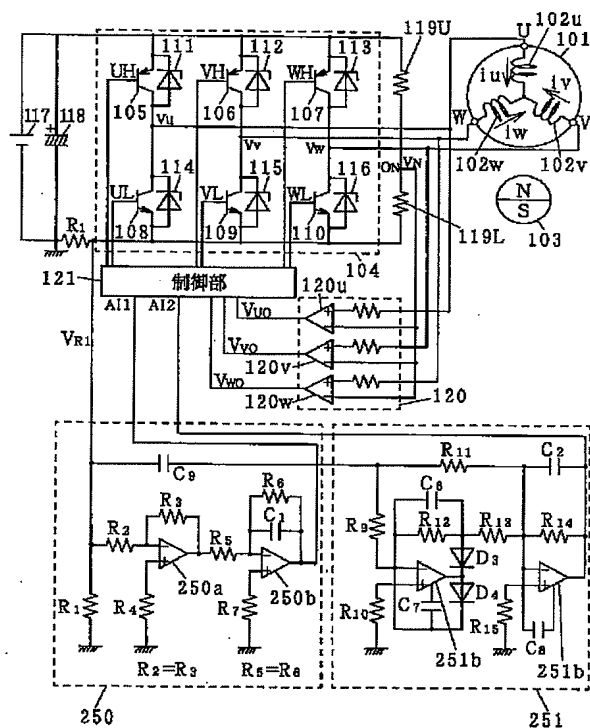
【図18】



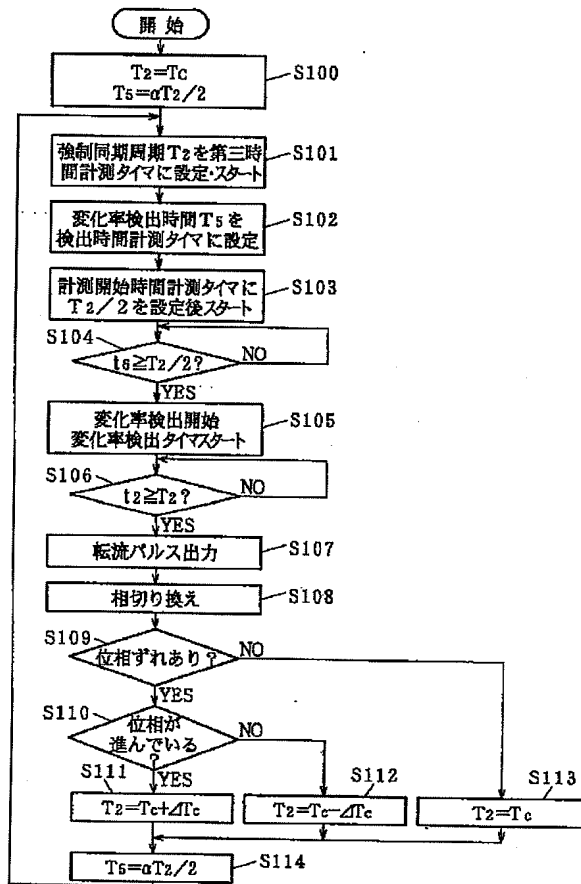
【図20】



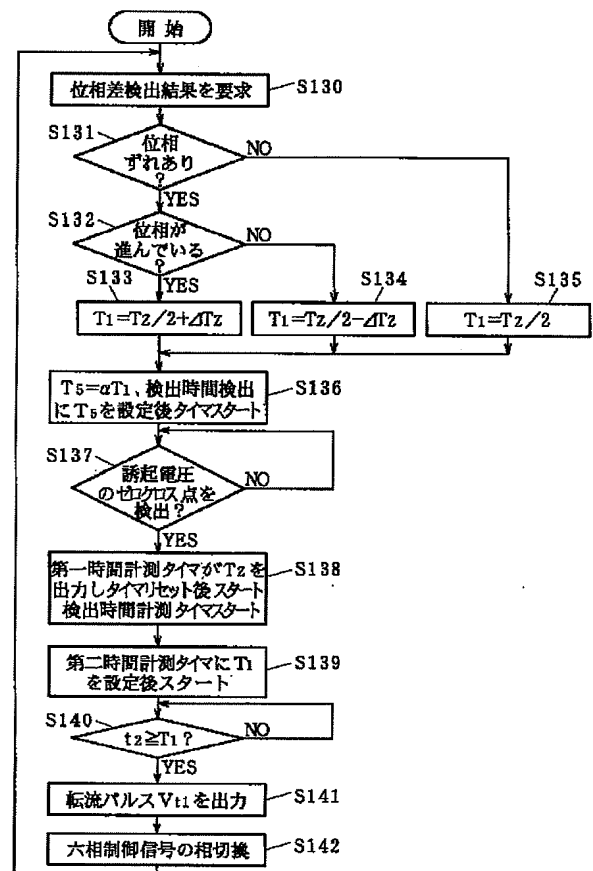
【図22】



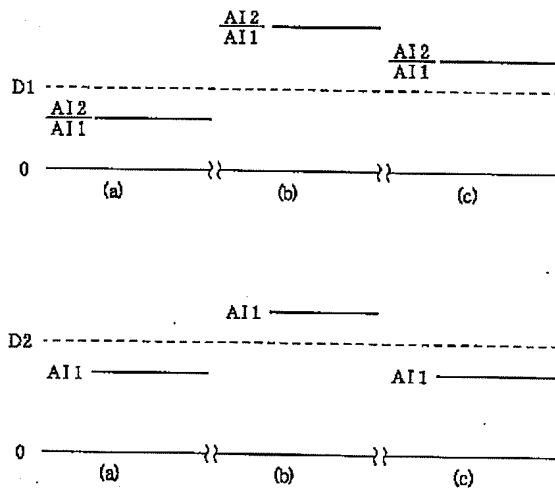
【図 19】



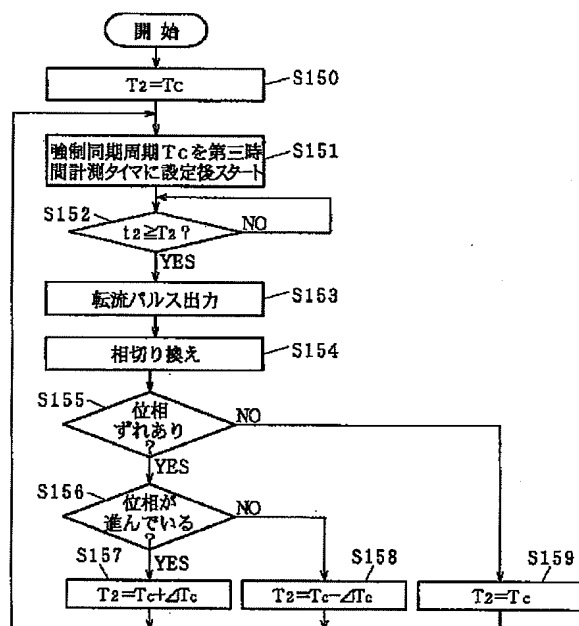
【図 21】



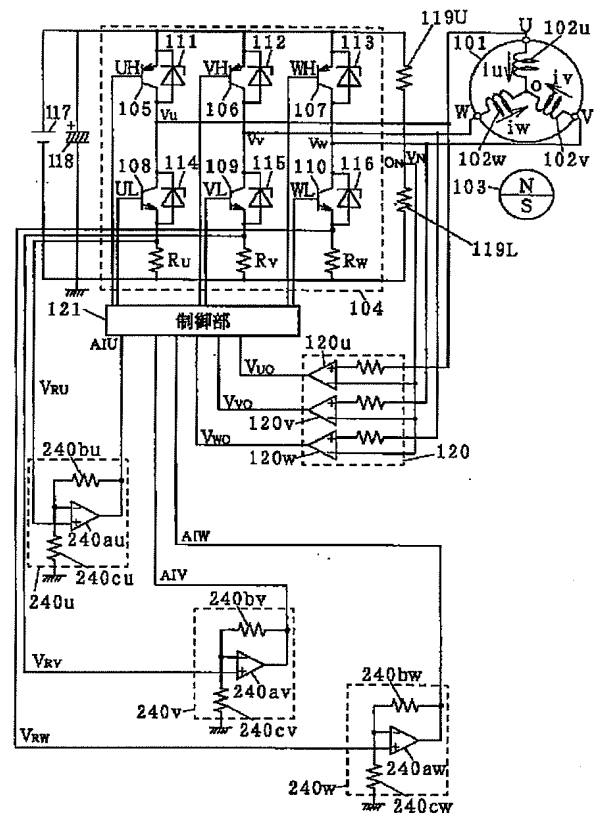
【図 24】



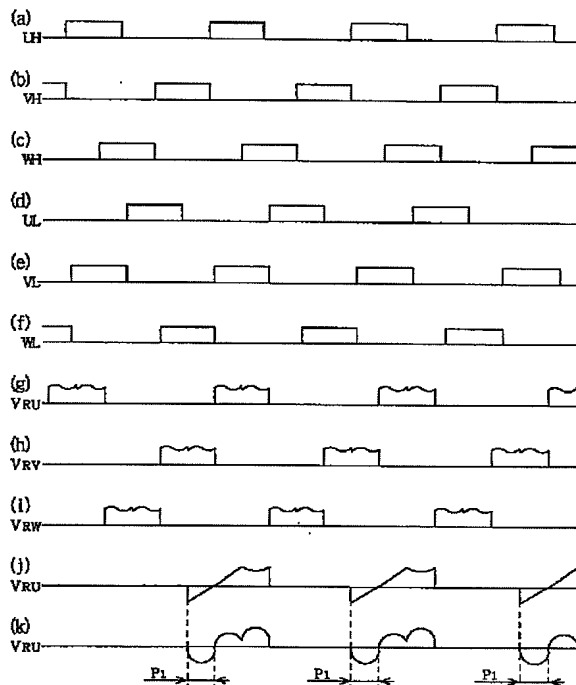
【図 25】



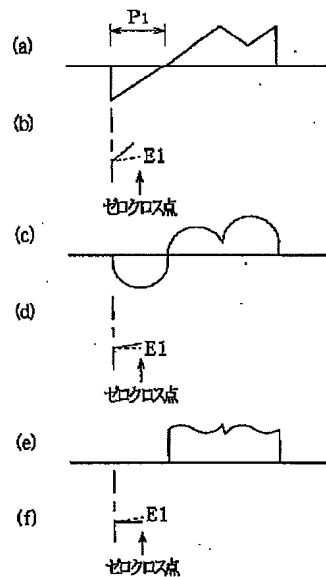
【図 27】



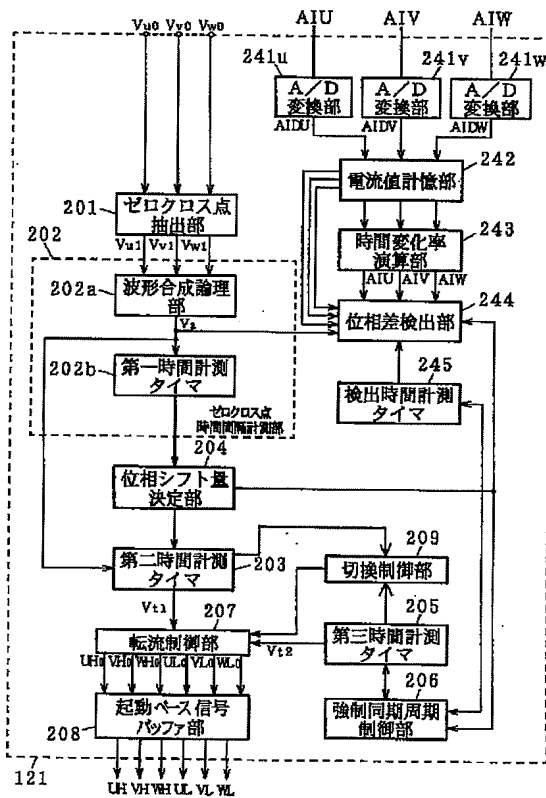
【图 29】



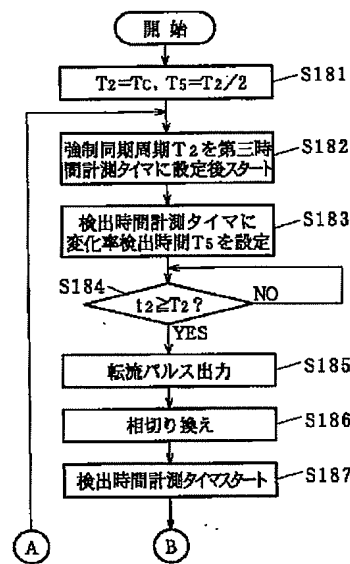
【図 30】



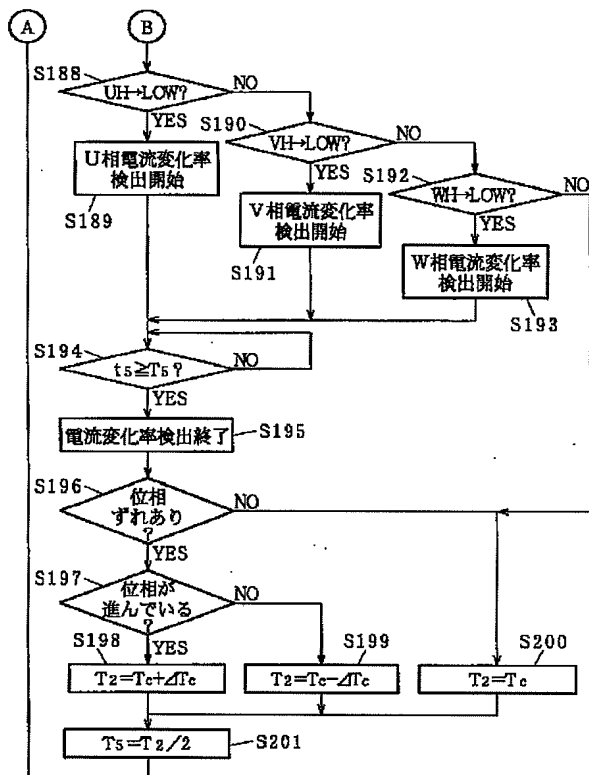
【図 28】



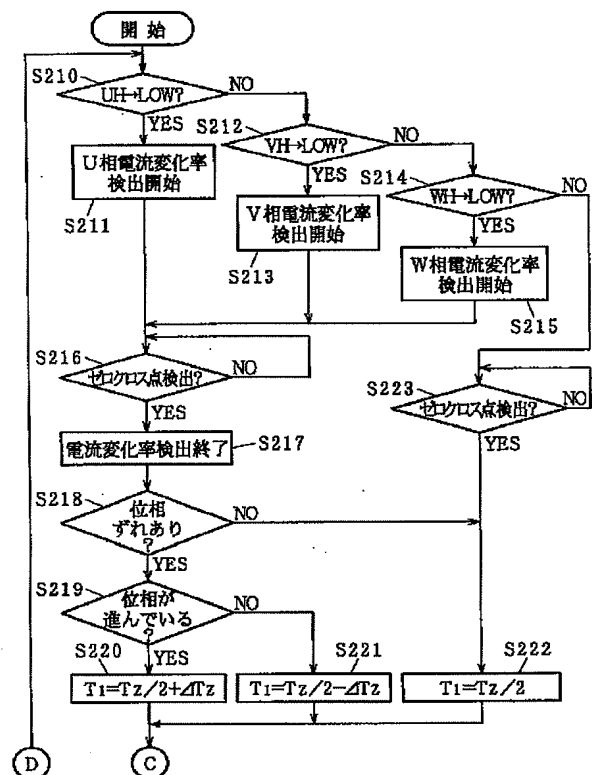
【図 31】



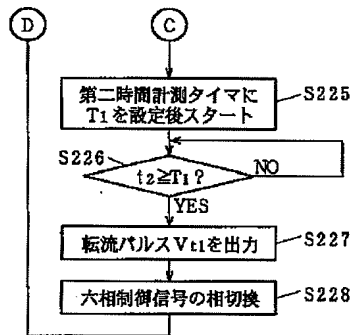
【図 32】



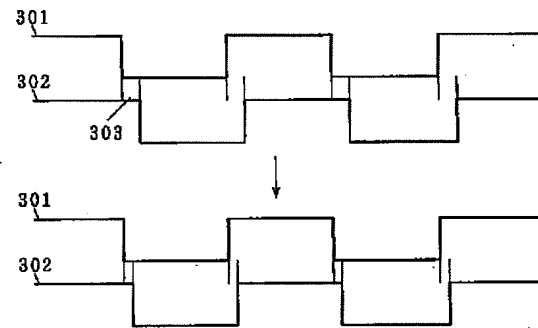
【図 33】



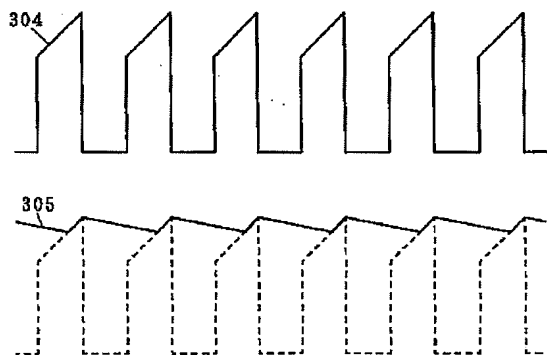
【図34】



【図35】



【図36】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5H560 BB04 BB07 BB12 DA13 DA19
 DB20 DC02 DC12 EB01 EC10
 GG01 SS01 TT01 TT07 TT08
 UA02 XA02 XA12 XA15 XB09